

Při přípravě tohoto ročníku Radiového konstruktéra jsme pečlivě vážili, jak celkově zaměřit jeho obsah i zpracování. Brali jsme v úvahu nejružnější hlediska, vážili jsme různorodost čtenářské obce, rozsah jednoho čísla, pravděpodobné čtenářské zájmy apod. Hlavním vodítkem nám však byla Zpráva o zasedání ÚV KSČ ze dne 14. a 15. května 1974 „K otázkám rozvoje vědeckotechnického čs. národního hospodářství“ a usnesení tohoto zasedání.

Ze Zprávy zcela jednoznačně pro nás vyplynula povinnost „realizovat široký vzdělávací výchovný program pro urychlení vědeckotechnického rozvoje, popularizovat výsledky vědy a techniky, ..., podněcovat a pomáhat jejich rozšiřování“.

plnit odborný technický tisk kvalitními a aktuálními vědeckotechnickými informacemi“. V souladu s uvedenými citáty se budeme tedy snažit „vytvářet takové ovzduší, v němž se bude dařit tvůrčí práci, zrodu a uplatnění nových technických myšlenek, návrhů a řešení ve prospěch socialistické společnosti.“

Budeme se tedy snažit plnit úlohy, které nám ukládá usnesení ÚV KSČ a chceme to přitom dělat tak, aby i při maximální náročnosti na zpracování byl celý obsah čísel RK pestrý a zajímavý, aby byl přínosem jak pro praktické, tak i teoretické stránce, tj. aby vyhověl jak konstruktérům, tak i těm, kteří se chtějí pouze poučit.

Uvědomujeme si, že náš cíl není snad-

Technický

ROZVOJ

Protože RK je časopis pro „mladé“ v elektronice (ať již jde o fyzicky jakkoli mladé – nebo staré – čtenáře), vztáhli jsme na tento časopis i další poučení ze Zprávy – „účast na vědeckotechnickém rozvoji je jednou ze základních forem seberealizace mladé generace a současně platformou politické práce s mládeží“.

Konečně jsme vycházeli i z dalších formulací Zprávy: „Významnou organizátorskou, sdělovací a výchovnou úlohu musí

ný, dobře však víme, že „malý je jen ten, kdo malý zná cíl“. Jak se nám podařilo splnit naše záměry v prvním čísle RK, posoudí jistě každý sám. Podle našeho názoru je zpracování tématu a téma samo velmi šťastné – jde o oblast, o níž se zajímá velké množství techniků i ne-techniků, způsob zpracování je nekonvenční a odpovídá našemu záměru spojit teorii s praxí, a konečně jako konstrukce jsou vybrána moderní zapojení s perspektivními prvky a s velmi dobrými vlast-

nostmi. Pro čtenáře je zajímavé i to, že byla ověřena reprodukovatelnost popísované konstrukce, což bývá často opomíjenou stránkou návrhu přístrojů.

Těšíme se, že se letos opět budeme

pravidelně „scházet“ nad stránkami RK a že nám svými připomínkami pomůžete vytvořit časopis, který by byl přínosem technickému rozvoji v naší socialistické republice.

Nízkofrekvenční zesilovače

Výkonový nf zesilovač Hi-Fi $2 \times 20 \text{ W}$

František Kyrš

Úvod

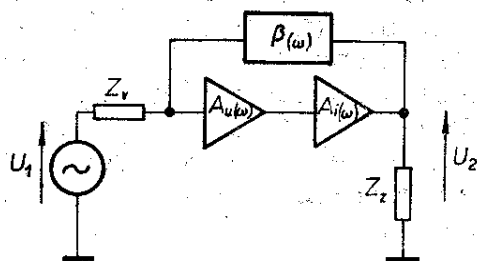
Konstrukce kvalitního polovodičového zesilovače pro elektroakustická zařízení je na první pohled jednoduchou záležitostí. Řada prací z naší i zahraniční odborné literatury (včetně praktických zkušeností) však svědčí o pravém opaku. Proto jsem se pokusil zabývat se některými opomíjenými problémy z této oblasti, hledat jejich řešení a seznámit s nimi čtenáře v tomto RK. V závěru je pak popsána konstrukce výkonového zesilovače (u něhož je využito poznatků z probrané problematiky) z běžně dostupných tuzemských součástí, bezpečně splňující požadavky na špičkové zařízení.

Základní problémy

Úkolem výkonového zesilovače pro signály akustických kmitočtů, tak jak je standardně koncipován, je v podstatě převod střídavého napětí U_1 obecně impulsního charakteru z generátoru o vnitřní impedanci Z_v na napětí U_2 na malé zatěžovací impedanci Z_z , obr. 1. Zesilovač tedy působí jako aktivní impedanční transformátor (s určitým ziskem). Při aplikaci tranzistorů je třeba považovat veličiny A_u , A_i za kmitočtové, napěťové, proudové, příp. teplotně závislé. Z těchto i z jiných důvodů se v konco-

vých zesilovačích používá zásadně smyčka záporné zpětné vazby. Požadavky na všechny základní parametry (jimiž jsou především přenášené kmitočtové pásmo, výstupní výkon, zkreslení, odstup rušivých napětí a činitel útlumu) je možno volit např. podle normy DIN 45 500 nebo ČSN 36 7420.

Dosažení jakostních ukazatelů podle uvedených norem je zásadně možné, při praktické realizaci se však setkáváme s celou řadou problémů, jako jsou např. reprodukovatelnost, kmitočtová a teplotní stabilita, nevyhovující závislost jednotlivých parametrů na okamžitém výkonu, charakteru zátěže atd. Zvládnutí těchto druhotných komplikací je pak obvykle dále ztěžováno ekonomickými požadavky na konstrukci a omezenou součástkovou základnou. Z ama-



Obr. 1. Základní schéma výkonového zesilovače

térského hlediska jsou pak zvláště závažné otázky reprodukovatelnosti, stability a výběru součástí. Abychom si mohli přesněji specifikovat funkci celého zařízení, pokusme se nejprve o zevrubnější pohled na jeho jednotlivé prvky.

Koncový proudový zesilovač

Tento stupeň, označený na obr. 1 jako A_1 , má podle mého názoru zásadní vliv na kvalitu celého zařízení. V zahraničí se v současné době k realizaci proudového zesilovače (booster) využívá téměř výhradně speciálně konstruovaných výkonových komplementárních dvojic tranzistorů. Z posledních materiálů uvedme např. údaje firmy Mullard [1]. Jedna z nových řad tranzistorů této firmy je vyráběna technologií „mexa“. Jako hlavní přednosti těchto tranzistorů jsou udávány:

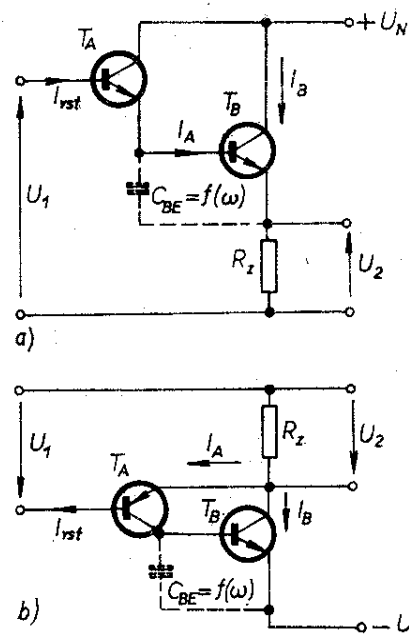
- zvětšená odolnost proti napětovému průrazu,
- optimální volba f_T ,
- ekonomické výhody.

Jde tedy o kompromisní řešení mezi tranzistory vyráběnými planární technologií (vysoký f_T , linearita) a tranzistory s homotaxní bází (nízký f_T). Technologie „mexa“ vychází ze značně znečištěného materiálu kolektoru. Bázový přechod se vytváří při vysokých teplotách slabým znečištěním materiálem opačné vodivosti. Emitor se vytváří difúzí za použití standardní fotolitografické maskovací techniky.

V pramenu [1] jsou uváděny tři základní verze komplementárních dvojic „mexa“ pro výstupní výkony 6 až 15 W, 15 až 25 W a 25 až 100 W (Darlingtonovo uspořádání).

Vzhledem k tomu, že u nás se vhodné komplementární dvojice na bázi křemíku nevyrábějí, je třeba věnovat výběru vhodných tranzistorů i návrhu zesilovače zvláštní pozornost.

Protože se kvazikomplementárnímu uspořádání, které je prakticky jediným možným řešením z hlediska naší součástkové základny, často přisuzují horší vlastnosti ve srovnání s objektivním ho-



Obr. 2. Části kvazikomplementárního zapojení výkonového zesilovače

dnocím, rozebereme ho nejdříve z hlediska stejnosměrných proudů a napětí. Na obr. 2a je znázorněna jedna polovina tohoto zapojení s tranzistory n-p-n – n-p-n. Pro vstupní a výstupní napětí je možno při zanedbání napětí přechodů U_{BE} psát

$$U_1 = (I_A + I_B) R_z,$$

$$U_2 = (I_A + I_B) R_z;$$

pro proudy I_A, I_B platí

$$I_A = I_{vst} (1 + \beta_A),$$

$$I_B = I_{vst} (\beta_A \beta_B + \beta_B);$$

napětové zesílení

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = 1;$$

proudové zesílení

$$A_i = \frac{I_A + I_B}{I_{vst}} = \beta_A \beta_B + \beta_A + \beta_B + 1;$$

vstupní odpor

$$R_{vst} = \frac{U_1}{I_{vst}} = A_i R_z.$$

Pro druhou polovinu zapojení s tranzistory p-n-p – n-p-n, obr. 2b, je

$$U_1 = (I_A + I_B) R_z,$$

$$U_2 = (I_A + I_B) R_z;$$

proudů

$$I_A = I_{vst} (1 + \beta_A),$$

$$I_B = I_{vst} \beta_A \beta_B;$$

napěťové zesílení

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = 1;$$

proudové zesílení

$$A_i = \frac{I_A + I_B}{I_{vst}} = \beta_A \beta_B + \beta_A + 1;$$

$$R_{vst} = \frac{U_1}{I_{vst}} = A_i R_z.$$

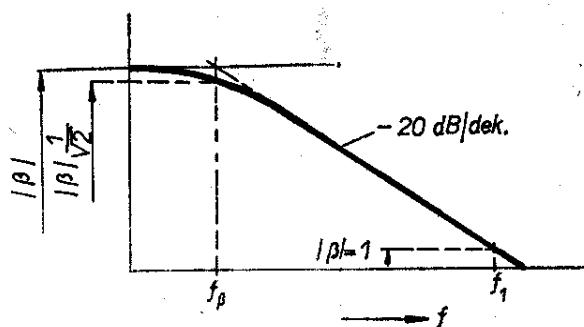
Za předpokladu, že β_A, β_B v jednotlivých částech zapojení jsou shodné, platí: napěťová zesílení obou částí jsou shodná a rovna 1;

proudová zesílení a vstupní odpory se od sebe liší jen nepatrně a jejich rozdíl je v praxi jen několik procent.

Dále je třeba kontrolovat tranzistory podle běžně známých parametrů U_{CE} , I_C , P_C a závislosti činitele β na proudu a kmitočtu. U posledního bodu se zastavíme. Poznamenejme ještě předem, že použitým (vybraným z tuzemské výroby) tranzistorem je KD601. Bohužel jediný údaj v katalogu TESLA Rožnov, charakterizující kmitočtové vlastnosti tranzistoru, je

$$|h_{21E}| \geq 1 \quad (f = 10 \text{ MHz}, I_C = 0,1 \text{ A}).$$

Závislost ss proudového zesilovacího činitele h_{21E} na proudu je poměrně velmi plochá, uvažujeme tedy z charakteristik $h_{21E} = 50$. Za předpokladu $f_1 \gg f_\beta$, monotónního zmenšování $|h_{21E}|_\omega$ podle kmitočtu -20 dB/dek. , můžeme podle obr. 3 zhruba odhadnout kmitočet f_β .

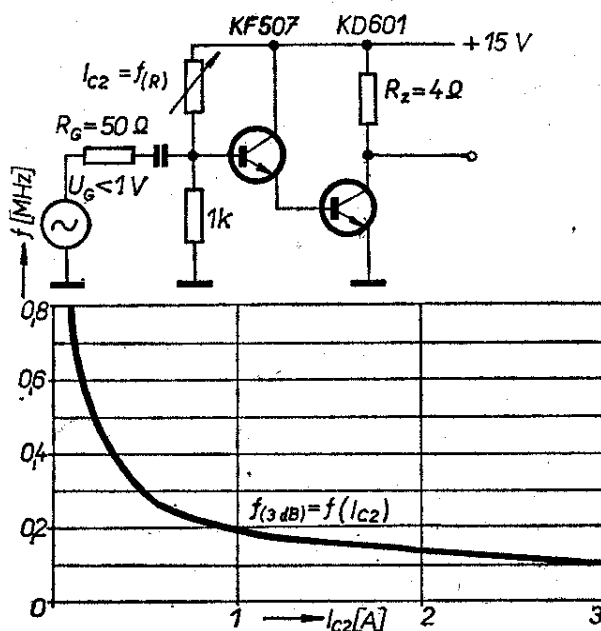


Obr. 3. Závislost proudového zesilovacího činitele na kmitočtu

Platí

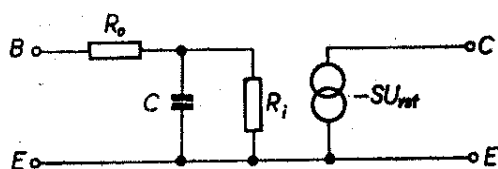
$$\frac{h_{21E}}{\sqrt{2}} = \frac{f_1}{f_\beta}, \quad f_\beta = \frac{f_1 \sqrt{2}}{h_{21E}} \geq 0,3 \text{ MHz}.$$

Tato veličina je však velmi silně závislá na emitorovém proudu. Pro názornou představu o kmitočtové závislosti proudového zesílení byla změřena závislost $f_{(3 \text{ dB})}$ podle obr. 4. Vidíme, že se činitel h_{21E} v závislosti na kmitočtu zmenšuje při větších kolektorových proudech až na zlomek udávané velikosti.

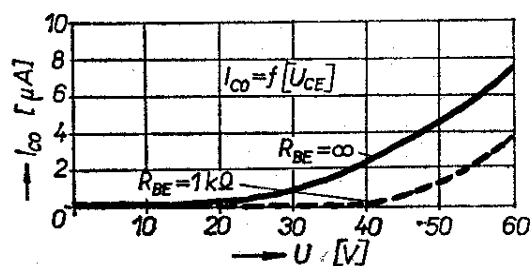


Obr. 4. Závislost mezního kmitočtu f_β na kolektorovém proudu tranzistoru

Při analýze vlivu změn $|h_{21E}|_{\omega}$ na funkci obvodů se využívá nejrůznějších zjednodušení fyzikálního modelu tranzistorů, přičemž míra přípustného zjednodušení je přímo závislá na konkrétní aplikaci. Matematické určení je v amatérské praxi prakticky nemožné, neboť neznáme hodnoty náhradních veličin, měření vyžaduje speciální vybavení a konečně i zpracování je velmi náročné. U planárně epitaxních tranzistorů je možno uvést, že popisovaný jev působí především proudově závislá kapacitní složka vstupní admitance tranzistorů. Zjednodušené náhradní schéma tranzistorů pro vysoké kmitočty je např. na obr. 5. Pro posouzení vhodnosti tranzistoru je nyní rozhodující průběh křivky $f_{(3\text{ dB})}$ v určitém zapojení, popř. její dolní koncový bod. Pokusme se alespoň o přibližný pohled na tento problém. Na obr. 2 jsou čárkovaně naznačeny kapacity C_{BE} , působící s kmitočtem ve stejném smyslu jako $|h_{21E}|_{\omega}$. V obou obvodech působí smyčka záporné zpětné vazby. Je zřejmé, že jejím vlivem dochází k podstatnému posuvu $f_{(3\text{ dB})}$ k vyšším kmitočtům, zároveň se však zmenšuje vstupní impedance obou kombinací, neboť se zvětšuje absolutní hodnota admitance $R_1 \parallel C$, viz obr. 5. Pro maximální vliv zpětné vazby je tedy zřejmě výhodné napájet vstup kvazikomplementární kombinace ze zdroje napětí. Pro ověření uvedených úvah byly měřeny (podobně jako na obr. 4) obě části kvazikomplementárního zapojení. Výsledky potvrzují, že z hlediska vysokých kmitočtů nejsou jednotlivé větve zcela shodné. Důležité však je, že v obou případech je v plném rozsahu výstupních proudů



Obr. 5. Zjednodušené náhradní schéma tranzistorů pro vysoké kmitočty



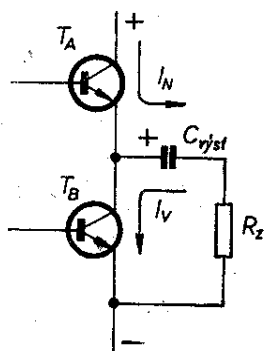
Obr. 6. Závislost zbytkového proudu I_{CE0} na napětí U_{CE} pro KD601

$I_{C2\text{ max}}$ kmitočet $f_{(3\text{ dB})} > 1\text{ MHz}$. Zmenšení vstupní impedance je bezvýznamné, neboť nastává až daleko za horním koncem akustického pásma.

Souhrn uvedených vlastností tranzistorů KD601 považují proti jiným tranzistorům na našem trhu za významnou přednost. Často citovaný problém nestability zapojení s tranzistory o vysokém f_T neobstojí při cílevědomém návrhu z tohoto hlediska. Ziskáváme naopak jedinečnou možnost definovat kmitočtovou charakteristiku v plném rozsahu výstupních výkonů. Proti oblíbenějšímu tranzistoru KD602 má tranzistor KD601 další výhodu v tom, že je běžně na trhu a za citelně nižší cenu. Dále se domnívám, že užívání koncových tranzistorů s nízkým f_T je jednou z příčin záhadného „tranzistorového zvuku“ kvazikomplementárních kombinací právě vzhledem k jejich nesouměrnosti na horním okraji přenosové charakteristiky zesilovače.

Pro ukončení výběru koncového tranzistoru zbývá ještě uzavřít problém napětí $U_{CE\text{ max}}$. Měřil jsem napětí U_{CE} u devíti náhodně vybraných tranzistorů. Výsledky byly prakticky shodné. Závislost $I_{CE0} = f(U_{CE})$ je na obr. 6. Tato měření považuji za dostatečně reprezentativní pro užití tranzistorů při $U_{CE(680\Omega)\text{ max}} = 30\text{ V}$. Všechny ostatní požadavky splňuje KD601 s dostatečnou rezervou.

Další omezení výstupního výkonu, tentokrát pro spodní okraj přenášeného pásma, představuje výstupní vazební kondenzátor $C_{\text{výst}}$ (obr. 7). Při vybuzení tranzistoru T_A se kondenzátor nabíjí s naznačenou polaritou, při vybuzení



Obr. 7. Omezení výstupního výkonu vlivem výstupního kondenzátoru

T_B se kondenzátor vybíjí a působí jako impulsní zdroj napětí. Časové konstanty τ_A a τ_B jsou zdánlivě proměnné, odchylka U_C závisí na okamžitém vybuzení příslušného tranzistoru. Při středních a vyšších kmitočtech je změna napětí U_C zanedbatelná, neboť délka impulsu je vůči časové konstantě výstupního obvodu malá. Při nízkých kmitočtech však nastává řádová shoda mezi t a τ , dochází k větším změnám napětí U_C a ty znemožňují dosáhnout plného výkonu. Zvětšit časovou konstantu zvětšením kapacity kondenzátoru $C_{výst}$ je technologicky neúnosné. Tato nežádoucí vlastnost však není natolik závažná vzhledem k energetickému obsahu hudebního signálu a vzhledem k poměrně symetrii zapojení (časové konstanty τ_A a τ_B). Do určité míry s ní počítá i norma, když udává pro měření kmitočtové charakteristiky úroveň o -6 dB menší, než je maximální výstupní výkon. Přesto se u špičkových zařízení používá symetrické napájení bez výstupního kondenzátoru. Vypuštění výstupní časové konstanty má kromě uvedených důsledků také příznivý vliv na stabilitu zařízení při nízkých kmitočtech.

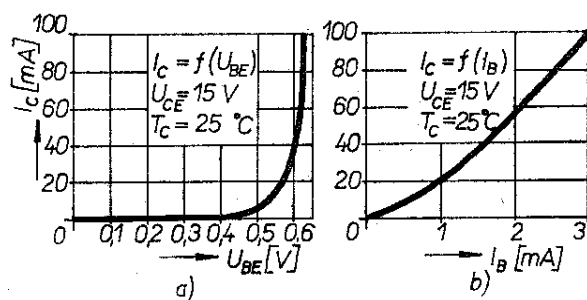
Předpětí koncového stupně

Základnímu předpětí, upravujícímu režim koncového stupně do třídy AB, je třeba věnovat pozornost z hlediska zkreslení a teplotní závislosti. Pro jeho určení je nejvhodnější měřit $I_C = f(I_B, U_{BE})$ pro malé proudy. Výsledky měření pro KD601 jsou na obr. 8.

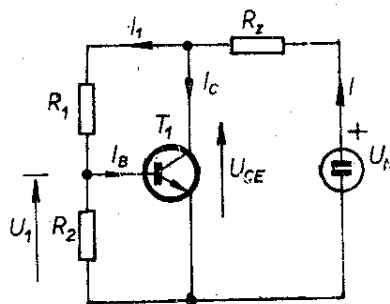
Teoreticky musí být i při nekonečném zisku vzhledem k napětovému buzení základní proud $I_C > 0$, neboť nekorigovaná převodní charakteristika jako lomená čára musí mít počáteční směrnici $\text{tg } \alpha > 0$. Není-li tato podmínka splněna, nemůže zpětná vazba působit v okolí nulového bodu převodní charakteristiky (smyčka je rozpojena). Sekundárním důsledkem vedle neúnosného zkreslení je obvykle nestabilní zařízení.

Nejčastěji se předpětí získává v obvodu zpětnovazebně ovládaného tranzistoru, zapojeného jako napětový zdroj. Jeho funkce bývá často mylně nebo nepřesně vysvětlována. Provedeme si proto zjednodušený rozbor podle obr. 9. Je-li $h_{21E} \gg 1$, $U_N > U_{CE}$, můžeme tranzistor považovat za zesilovač ve zpětnovazební síti. Zapojení má obvykle dvě funkce.

a) Pracuje jako stabilizátor napětí. Od běžných zpětnovazebních stabilizátorů se značně liší – postrádá diskretně vyjádřený referenční zdroj. Jako referenčního prvku se v tomto případě využívá



Obr. 8. Závislost kolektorového proudu na proudu báze a napětí U_{BE} pro KD601



Obr. 9. K výkladu získání předpětí

čelního napětí U_{BE} vstupního tranzistorového přechodu p-n. Víme, že např. změně kolektorového proudu o jeden řád odpovídá změna U_{BE} pouze několik procent. V takovém intervalu můžeme považovat napětí U_{BE} přibližně za konstantu. Potom za předpokladu

$$I_C \gg I_1 \gg I_B$$

platí

$$U_{CE} = U_{BE} \frac{1}{\beta}, \text{ kde } \beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Odchylna napětí U_{CE} je při změnách pracovního režimu závislá pouze na nedokonalosti aktivního prvku a pro naše účely je zcela zanedbatelná.

b) Pracuje jako teplotní čidlo a regulátor klidových proudů koncových tranzistorů. V této funkci se vhodně využívá teplotní závislosti napětí U_{BE} , které se se zvyšující se teplotou zmenšuje přibližně lineárně. Lze proto odvodit teplotní odchylku svorkového napětí

$$\Delta U_{CE} = \Delta U_{BE} / \beta.$$

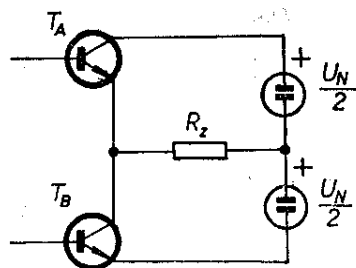
Můžeme tedy shrnout. Výstupní napětí lze pro každý tranzistor nastavit volbou prvků R_1, R_2 . Tomuto nastavení odpovídá určitá změna výstupního napětí v závislosti na teplotě, určená prakticky volbou tranzistoru. Zatěžovací odpor R_z volíme podle požadovaného proudu I_0 obvodem

$$R_z = \frac{U_N - U_{CE}}{I_0}.$$

Kolektorová ztráta a chlazení koncových tranzistorů

Výběr koncových tranzistorů se obvykle řídí požadavky na výkon zesilovače, podle něhož je pak třeba volit způsob chlazení tak, aby nebyl překročen povolený nebo zvolený teplotní režim tranzistorů.

Předpokládejme tedy, že napájecí napětí je U_N . Zvolené zapojení je na obr. 10. Při řešení výkonových poměrů se s výhodou používá činitel vybudzení m ;



Obr. 10. K výkladu výkonových poměrů na koncových tranzistorech

$$m = U_{CE0} / \frac{U_N}{2};$$

napětí U_{CE0} je špičková hodnota jednopulsního sinusového průběhu na svorkách kolektor-emitor jednoho z výkonových tranzistorů.

Ekvivalentní je rovněž vztah

$$m = U_{\text{výst max}} / U_N,$$

kde $U_{\text{výst max}}$ je mezivrcholová hodnota úplného sinusového signálu (výstupního napětí). Rozsah m je teoreticky 0 až 1.

Střední kolektorový proud jednoho tranzistoru pro sinusový budicí signál

$$I_{C \text{ stř}} = \frac{m U_N^2}{2\pi R_z};$$

příkon jedné poloviny zapojení ze zdroje

$$\frac{P_{ss}}{2} = \frac{m U_N^2}{4\pi R_z};$$

efektivní výstupní výkon jedné poloviny zapojení

$$\frac{P_{\text{výst}}}{2} = \frac{m U_N^2}{16 R_z};$$

kolektorová ztráta jednoho tranzistoru

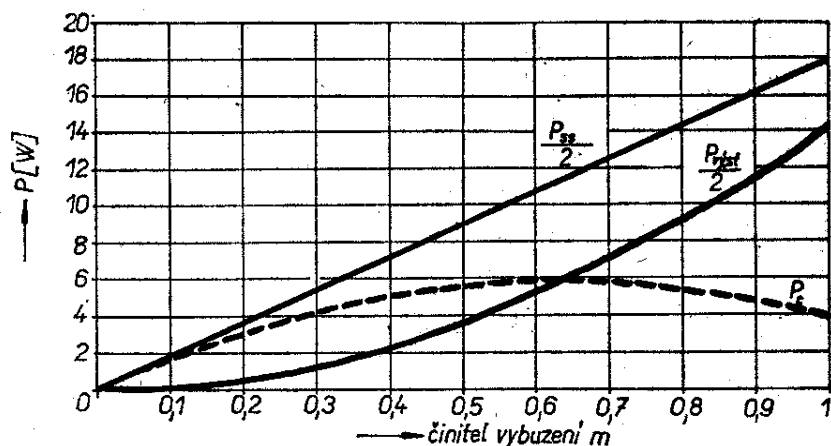
$$P_C = \frac{P_{ss}}{2} - \frac{P_{\text{výst}}}{2} = \frac{U_N^2}{4 R_z} \left(\frac{m}{\pi} - \frac{m^2}{4} \right).$$

Kolektorová ztráta je maximální pro

$$m = \frac{\pi}{2}, \text{ kdy}$$

$$P_{C \text{ max}} = \frac{U_N^2}{4\pi^2 R_z};$$

Obr. 11. Závislost
 $\frac{P_{ss}}{2}, \frac{P_{výst}}{2}$ a P_C při
 $U_N = 30 \text{ V},$
 $U_{CES} = 0,$
 $R_z = 4 \Omega$



na obr. 11 jsou znázorněny závislosti
 $\frac{P_{ss}}{2}, \frac{P_{výst}}{2}$ a P_C za předpokladu $\frac{U_N}{2} =$
 $= 15 \text{ V}, U_{CES} = 0 \text{ V}.$

Návrh chladičů

Teoretický návrh předpokládá řadu znalostí a údajů použitých tranzistorů, které obvykle nebývají dostatečně v katalogu udávány. Přesnost návrhu pak z praktického hlediska obvykle nevyhovuje. Vhodnější je proto (za těchto podmínek) navrhovat chladiče podle přibližných vztahů a správnost návrhu ověřit jednoduchým experimentem, např. podle následujícího příkladu.

Známe: kolektorovou ztrátu $P_{C \max}$, povolenou nebo žádanou teplotu přechodu t_j ;

okolní teplota je t_a .

Potřebný celkový tepelný odpor

$$R_t = \frac{t_j - t_a}{P_C} \quad [^{\circ}\text{C/W}; ^{\circ}\text{C}, \text{W}].$$

Vnitřní tepelný odpor odhadneme na $R_{ti} = 3$ až $5 ^{\circ}\text{C/W}$ (pro KD601).

Odpor R_{ts} je asi $0,4 ^{\circ}\text{C/W}$.

Potom potřebný tepelný odpor chladiče

$$R_{tR} = R_t - (R_{ti} + R_{ts}).$$

Plochu S chladiče určíme z přibližného vztahu (pro Al tloušťky $\geq 2 \text{ mm}$)

$$S \doteq \frac{600}{R_{tR}} \quad [\text{cm}^2; ^{\circ}\text{C/W}].$$

Takto získané údaje považujeme za orientační. Proto před konstrukcí zesilovače upevníme tranzistor na improvizovaný chladič o ploše odpovídající výpočtu a tranzistor zatížíme stejnosměrně požadovanou kolektorovou ztrátou. Podle měření (nebo odhadu) teploty je pak možno upravit rozměry, případně tvar chladiče. Tak je velmi jednoduše dosaženo přesnějších výsledků, než složitými úvahami a výpočty.

Kmitočtová stabilita

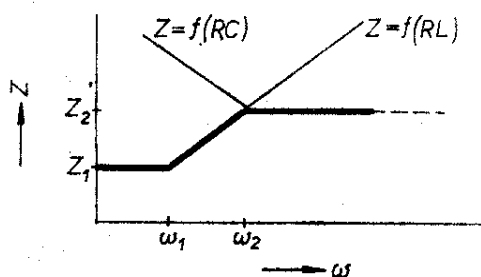
Tento bod návrhu má spolu s výběrem koncových tranzistorů zásadní vliv na přenosové vlastnosti zesilovače. Vraťme se zpět k obr. 1. Prvku A_u přiřadíme asymptotický kmitočet zlomu ω_A , prvku A_i kmitočet ω_B . V řadě případů se používá i kmitočtově závislý zpětnovazební člen $\beta(\omega)$. K dovršení všeho nelze v praxi považovat zatěžovací impedanci Z_z za zcela reálnou. Na rozdíl od jiných druhů zesilovačů se u dvojčinného beztransformátorového zapojení používá napěťové buzení reproduktorů. Stabilita koncového stupně pak, nejsou-li učiněna příslušná opatření, závisí na charakteru zatěžovací impedance. Je tedy zřejmé, že při podcenění návrhu z hlediska stability může dojít k prudkému zhoršení vlastností celého zesilovače, v krajním případě (vzhledem k napěťovému buzení zatěžovací impedance) až k jeho havárii. Obecně je třeba zajistit, aby až do kmitočtu, na němž je celkové zesílení $A = 1$, byl fázový posuv vždy menší než 180° .

Rozebereme si nejprve vliv zatěžovací impedance Z_z . Při měření a oživování se obvykle nahrazuje reálným odporem R_z . Jiná je však situace při zatížení zesilovače reproduktorem, popř. reproduktrovou kombinací. Náhradní schéma elektrodynamického reproduktoru je velmi složité ([2]). Podílejí se na něm podle konstrukčního uspořádání elektrické, mechanické i akustické veličiny. Pro náš účel je však možno náhradní schéma zjednodušit a považovat reproduktor z elektrického hlediska za sériovou kombinaci RL tak, jak ji naměříme např. indukčním můstkem. Náhradní indukčnost pro reproduktory 4 Ω je přibližně 0,6 mH (hloubkové), 0,2 mH (středové), 0,1 mH (výškové).

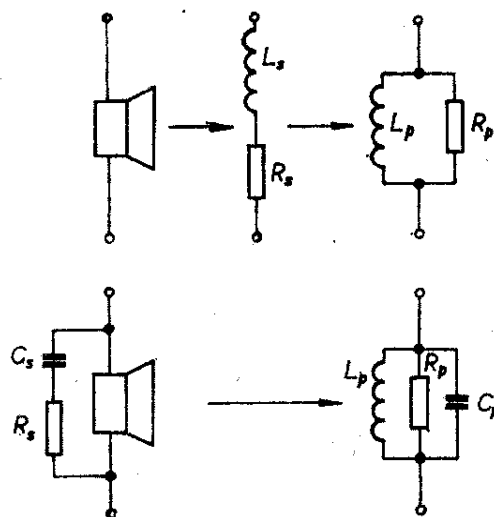
O chování reproduktoru se můžeme přesvědčit také tak, že jej proudově napájíme z generátoru a sledujeme závislost výstupního napětí na kmitočtu; tato závislost prakticky odpovídá kmitočtové závislosti impedance.

Reproduktor s parazitními kapacitami vytváří paralelní rezonanční obvod. Vzhledem k průběhu fázové charakteristiky rezonančního obvodu a ke způsobu jeho připojení ke koncovému stupni je jasné, že je-li f_1 tranzistorů vyšší než f_{rez} , obvod se rozkmitá. Při složitější zátěži dojde k obdobné nestabilitě, tentokrát na kmitočtu podstatně nižším.

Z uvedených důvodů se používají (pro tranzistory s vysokým f_T pak zásadně) korekční fázovací články. Nejčastěji je to tzv. Boucherotův tlumicí člen. Bohužel jsem dosud nikde nenašel popis jeho funkce. Pokusíme se tedy objevit Ameriku sami.



Obr. 12. Idealizovaný průběh impedance článku RL



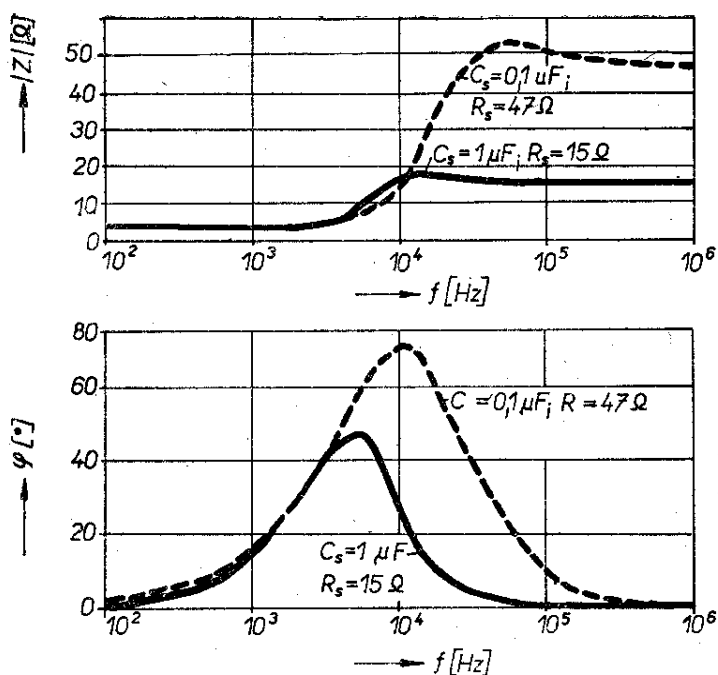
Obr. 13. Náhradní schéma reproduktoru

Na obr. 12 je v logaritmickém měřítku znázorněn idealizovaný průběh impedance nějaké kombinace RL . Doplníme-li obvod další sériovou kombinací RC (v obr. 12 čárkovane) odpovídá výsledná kmitočtová charakteristika obvodu paralelnímu spojení obou impedancí ($Z_L \parallel Z_C$). Z obr. 12 je zřejmé, že průběh kmitočtové amplitudové a tím i fázové charakteristiky je možno co do tvaru i velikosti v širokých mezích ovlivňovat právě volbou přídavných prvků R_s, C_s . Prakticky je však volba kombinací prvků omezena tím, že není žádoucí, aby se na odporu R_s ztrácel zbytečně velký výkon z užitečného pásma, z druhé strany pak požadavkem na co nejmenší odchylku fázové charakteristiky. Pro záporný fázový úhel je teoreticky možno kompenzovat odchylku až k nule. Jde nyní o to, jak vhodně stanovit prvky R_s a C_s . Matematické zpracování je poměrně zdlouhavé, čímž většinou dochází k mnoha chybám. Pro názornost jsem obvod řešil pro některé typické R_s, C_s a standardní hodnoty $L_s = 2 \cdot 10^{-4}$ H a $R_z = 4 \Omega$. Naznačíme si alespoň způsob řešení.

Pro jeden reproduktor platí náhradní schéma podle obr. 13. Pomocí duálních vztahů převedeme sériové kombinace na paralelní

$$R_{p(L)} = R_s + \frac{(\omega L_s)^2}{R_s}$$

Obr. 14. Kmitočtová a fázová charakteristika výstupního obvodu s jedním reproduktorem



$$L_p = L_s + \frac{R_s^2}{\omega^2 L_s};$$

$$R_{p(c)} = R_s + \frac{1}{R_s(\omega C_s)^2},$$

$$C_p = \frac{C_s}{1 + (\omega C_s R_s)^2};$$

reálné veličiny sloučíme jako paralelní odpory:

$$R_v = R_L \parallel R_C.$$

K určení kmitočtové a fázové charakteristiky nyní můžeme použít známé vztahy pro paralelní obvod RLC

$$|Z| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R_p^2} + \left(\omega C_p - \frac{1}{\omega L_p}\right)^2}},$$

$$\varphi = -\arctg \frac{R_p(\omega^2 L_p C_p - 1)}{\omega L_p}.$$

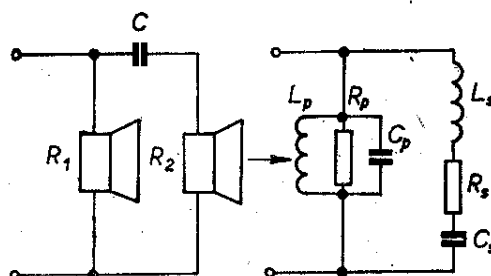
Výsledky jsou graficky znázorněny na obr. 14.

Poněkud obtížnější je vyhodnotit reproduktorové kombinace. Je možno dokázat, že pro běžně užívané soustavy postačí znát řešení obvodu pouze se dvěma reproduktory, zvolíme-li kapa-

city vazebních kondenzátorů v nejvíce používaném intervalu. Průběh kmitočtové amplitudové charakteristiky si dovedeme představit pomocí lomených čar. Klíčový je tedy problém fázové charakteristiky.

Z předchozího řešení použijeme vypočtené veličiny L_p, R_p, C_p . Náhradní schéma soustavy a jeho úprava pro výpočet jsou na obr. 15. Potom

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_p} &= \frac{1}{R_p} + j\left(\omega C_p - \frac{1}{\omega L_p}\right) = \\ &= \frac{1 + j\left(\omega C_p - \frac{1}{\omega L_p}\right) R_p}{R_p}, \end{aligned}$$



Obr. 15. Náhradní schéma reproduktorové soustavy se dvěma reproduktory a jeho úprava pro výpočet

$$\frac{1}{Z_s} = \frac{1}{R_s + j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right)};$$

výraz $\frac{1}{Z_s}$ je pro snazší řešení vhodné vynásobit komplexně sdruženým číslem

$$\frac{1}{Z_s} = \frac{R_s - j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right)}{R_s^2 + \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right)^2}.$$

Grafické zpracování fázové charakteristiky z několika vypočítaných bodů a s korekčním členem $C_s = 1 \mu F$, $R_s = 15 \Omega$ je na obr. 16.

Porovnáním a vyhodnocením charakteristik z obr. 14 a 16 je zřejmé, že pro všechny druhy zátěže, tj. pro reálný zátěžovací odpor, reproduktor i reproduktorovou soustavu je možno volit prvky Boucherotova členu podle přibližných vztahů, které si odvodíme s pomocí obr. 12. Navrhujeme kompenzaci pro zátěž

Pak

$$\frac{1}{Z} = \frac{\left[1 + j \left(\omega C_p - \frac{1}{\omega L_p} \right) R_p \right] \left[R_s^2 + \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right)^2 \right] + R_p \left[R_s - j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right) \right]}{R_p \left[R_s^2 + \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right)^2 \right]}$$

Po zjednodušení sloučíme zvlášť reálné a imaginární členy čitatele

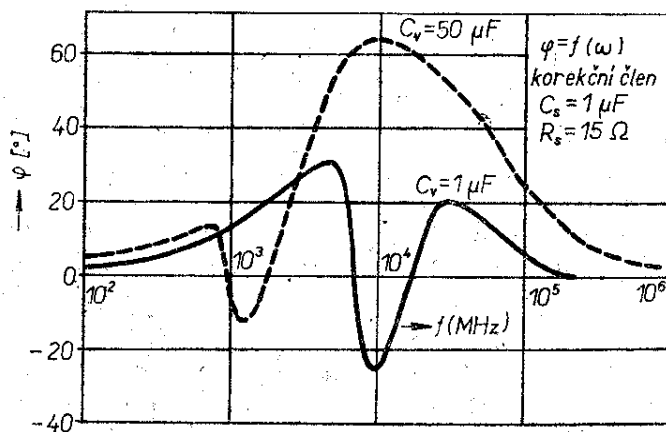
$$Y = \frac{R_s (R_s + R_p) + \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right)^2}{R_p}$$

$$jX = j \left\{ \left(\omega C_p - \frac{1}{\omega L_p} \right) R_s^2 + \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right) \left[\left(\omega C_p - \frac{1}{\omega L_p} \right) \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right) - 1 \right] \right\}.$$

Potom fázový úhel

$$\varphi = - \arctg \frac{R_p \left\{ \left(\omega C_p - \frac{1}{\omega L_p} \right) R_s^2 + \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right) \left[\left(\omega C_p - \frac{1}{\omega L_p} \right) \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right) - 1 \right] \right\}}{R_s (R_s + R_p) + \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right)^2}$$

Obr. 16. Grafické zpracování výpočtu fázové charakteristiky



s jedním reproduktorem s typickými průměrnými L_s, R_s . Vypočtené údaje jsou vhodné i pro kompenzaci běžné reproduktorové soustavy.

První kmitočet zlomu ω_1 kmitočtové amplitudové charakteristiky (obr. 12)

$$\omega_1 = \frac{R_L}{L}$$

odpovídající impedance (přibližně)

$$Z_1 = R_L;$$

druhý kmitočet

$$\omega_2 = \frac{1}{CR_C};$$

příslušná impedance

$$Z_2 = R_C.$$

Na základě vzájemného poměru stanovíme

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{R_C}{R_L}, \quad \frac{L}{R_L R_C C} = \frac{R_C}{R_L},$$

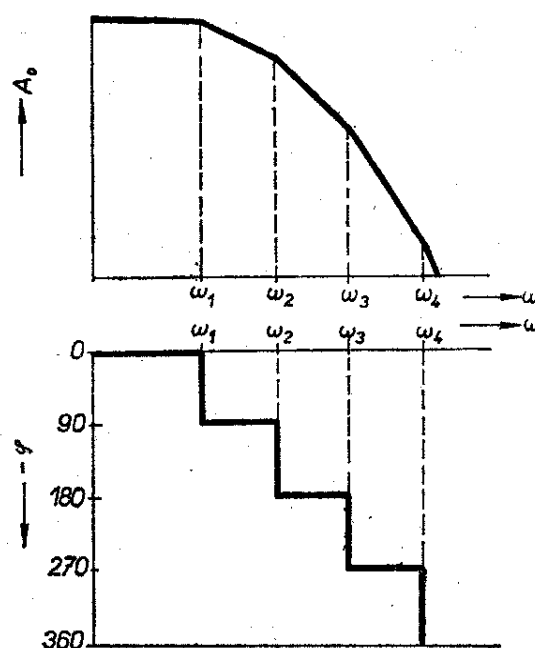
$$R_C = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Z již uvedených důvodů není žádoucí, aby $\omega_2 \rightarrow \omega_1$, při praktické volbě součástek korekčního členu bude tedy zřejmě nejvhodnější vycházet z technologických možností u kapacity C_s , určit odpor R_C a kontrolovat polohu ω_2 .

Závěrem této části zdůrazníme ještě jednu skutečnost, že s použitou korekcí se nyní od $\omega > \omega_2$ vrací fázový úhel k nule. Ve většině případů je pak možno řešit stabilitu tak, že považujeme charakter zátěže za reálný.

V technické praxi se s výhodou využívá zjednodušených vztahů podle Bodeho, kmitočtová fázová charakteristika obvodu se posuzuje podle průběhu jeho logaritmické kmitočtové amplitudové charakteristiky.

Vyhýbáme se tak pracnému vyšetřování Nyquistovy charakteristiky.



Obr. 17. Příklad amplitudové charakteristiky obvodu s libovolným počtem setrvačných členů

Představme si obvod s libovolným počtem setrvačných členů. Jeho amplitudová charakteristika odpovídá např. obr. 17. Zapojíme-li tento obvod do zpětnovazební sítě, platí z teorie zpětných vazeb

$$A = \frac{A_{0\omega}}{1 + \beta_{\omega} A_{0\omega}}.$$

Je známo, že soustava může být obecně nestabilní tehdy, je-li

$$\beta_{\omega} A_{0\omega} = 1,$$

neboť je-li v tomto intervalu fáze $\varphi = -180^\circ$, je jmenovatel základního vztahu pro A nulový. Tomuto stavu odpovídá z obr. 17 kmitočet $\omega > \omega_2$. Dosáhneme-li však při průchodu signálu úrovní 0 dB fázového úhlu φ asi 90° , což zřejmě odpovídá soustavě 1. řádu s jedním setrvačným členem, je systém bezpodmínečně stabilní. Tento stav je podle Bodeho limitován na kmitočtové ose právě kmitočtem ω_2 . Takto je třeba řešit kmitočtovou charakteristiku zesilovače, neboť zásadně požadujeme přenos impulsů bez překmitů, a tedy s mini-

málním kmitočtovým a fázovým zkreslením.

Obecně se využívá zvláště dvou způsobů řešení:

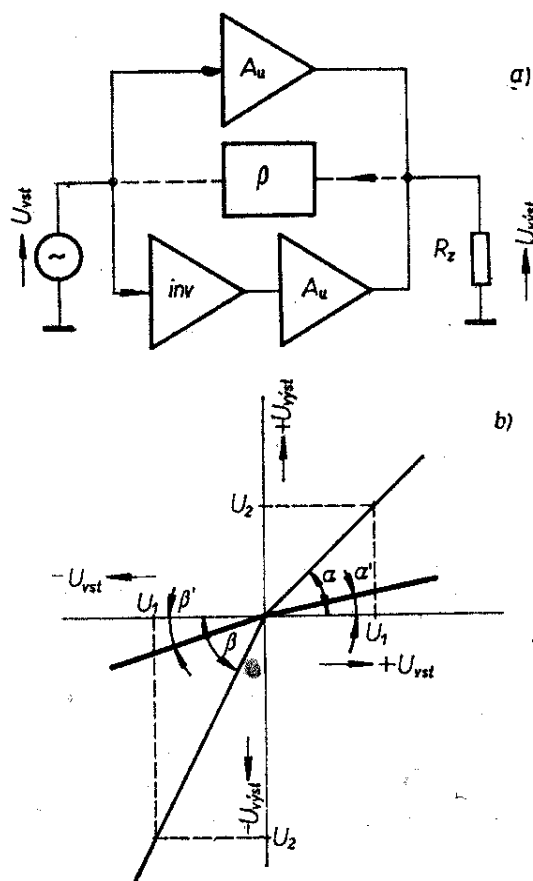
- volí se takový stupeň zpětné vazby, aby $\beta A_{0\omega 2} < 1$,
- použije se kmitočtově závislý zpětnovazební člen β_{ω} .

Zkreslení a zpětná vazba

Druhú zkreslení je samozřejmě celá řada. Lineární (kmitočtové amplitudové a fázové) je přímo určeno návrhem zesilovače, při použití vhodných součástí s ním v dnešní době nejsou vážnější potíže. Způsob řešení zesilovače z tohoto hlediska byl naznačen v předchozích kapitolách.

Mnohem závažnější jsou zkreslení harmonické a intermodulační, obě souhrnně zařazovaná do tzv. zkreslení nelineárního. Definice a způsoby měření jsou popisovány v nejrůznějších příručkách nf techniky, nebudeme se tedy jimi zabývat. Podíváme se však na původ jejich vzniku a vhodné způsoby jejich potlačení. Nelineární zkreslení zesilovače bývá způsobeno vždy napětovou nebo proudovou závislostí převodní charakteristiky některého jeho prvku. U dvojčinného zesilovače je možno rozdělit příčiny do tří hlavních bodů:

- Rozdílné zisky přímé a invertující větve zesilovače (tj. především nedokonalé párování koncových tranzistorů).
- Přechodové zkreslení dané nelinearitou převodní charakteristiky aktivních prvků v okolí nulového bodu.
- Zkreslení při velkém činiteli vybudzení nelinearitou tranzistorů v okolí U_{CEsat} . Z tohoto druhu zkreslení se často „viní“ koncové tranzistory. To je v našich podmínkách obvykle v pořádku, uvažujeme-li současně kmitočtovou závislost. Je-li však tranzistor pro daný účel vhodně vybrán, mají naopak podstatný vliv na nelinearitu tranzistory budiče (např. KF507, KF517), jejichž charakteristika má např. při proudech I_E asi 50 mA značné tvarové zkreslení již při $U_{CE} = 2$ až 3 V.



Obr. 18. Úprava obvodu do zpětnovazební sítě (a) a nelinearita graficky (b)

Zvažme nyní nejprve první příčinu zkreslení (bod 1) při současném zanedbání přechodového zkreslení a kmitočtové závislosti h_{21E} . Mějme tedy dvojčinný zesilovač, pro lepší názornost bez zpětné vazby, obr. 18a. Zesílení je

$$A = \frac{U_{výst}}{U_{vst}}$$

Vlivem nedokonalého párování tranzistorů, tedy

$$h_{21A} \neq h_{21B}$$

jsou zisky přímé a invertující větve různé (graficky na obr. 18b tenkou lomenou čarou). Platí

$$\operatorname{tg} \alpha = A_1 = \frac{U_{2A}}{U_1}$$

$$\operatorname{tg} \beta = A_2 = \frac{U_{2B}}{U_1},$$

což zřejmě odpovídá klasickému tvaru nelineární charakteristiky, kterou lze jednoduše vyjádřit

$$k = \frac{\operatorname{tg} \alpha - \operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha};$$

z elektrotechnického hlediska

$$k = \frac{A_1 - A_2}{A_1} \cdot 100 \%$$

Upravme nyní tentýž obvod do zpětnovazební sítě (obr. 18a čárkovaně)

$$\operatorname{tg} \alpha' = \frac{A_1}{1 + \beta A_1},$$

$$\operatorname{tg} \beta' = \frac{A_2}{1 + \beta A_2}.$$

Nyní se nelinearita bude rovnat

$$k' = \frac{\operatorname{tg} \alpha' - \operatorname{tg} \beta'}{\operatorname{tg} \alpha'}$$

$$k' = \frac{A_1 - A_2}{A_1(1 + \beta A_2)} \cdot 100 \%;$$

graficky viz obr. 18b. Nelinearita je nyní zřejmě menší, a to

$$\frac{k}{k'} = 1 + \beta A_2.$$

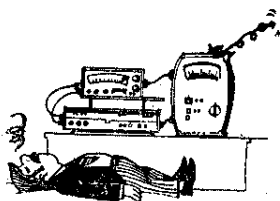
Při konkrétním řešení se $A_1 \doteq A_2$, $\beta A \gg 1$. Potom platí, že se nelinearita a tím i tvarové zkreslení při zavedení zpětné vazby zmenší βA krát. Logickým důsledkem je samozřejmě zmenšení zesílení.

Podobným způsobem je možno zjednodušeně řešit i další dva případy zkreslení (2. a 3.), aproximujeme-li převodní charakteristiku přímkou o větším počtu zlomů. Pro třetí příčinu zkreslení platí omezení, neboť v jeho oblasti

$$\operatorname{tg} \alpha_n \rightarrow 0;$$

vyplývá to i z fyzikálního pohledu na činnost tranzistorů v okolí $U_{CE \text{ sat.}}$

Aby se při konkrétním řešení do-



sáhlo úspěšných výsledků také pro první příčinu zkreslení, je třeba respektovat tyto zásady:

β i A_0 ve zpětnovazební síti musí být co největší,

výstupní tranzistory musí být buzeny ze zdroje proudu, což oboje je v prudkém kontrastu k požadavkům na buzení koncového stupně, na šířku pásma, popř. na kmitočtovou stabilitu. Svou roli zde také hraje velikost budícího proudu koncových tranzistorů jako výkonových prvků. Složitost nutného zapojení v diskretní formě zabraňuje perfektnímu řešení – zcela běžně se však používá např. u operačních zesilovačů. U výkonových zesilovačů se problém usnadňuje volbou pracovních podmínek (třída AB) při současném respektování pokud možno všech uvedených zásad.

Při návrhu zesilovače jsem se zabýval ještě řadou dalších zajímavých faktů, které jsou však z praktického hlediska druhořadé a také mimo rámec tohoto pojednání. Nyní uzavřeme první část, zabývající se problémy obecného řešení a přistoupíme ke konkrétnímu návrhu konstrukce, která se do značné míry bude lišit od ustálené koncepce.

Základní požadavky na nf výkonový zesilovač

Při návrhu zesilovače jsem si určil tyto požadavky:

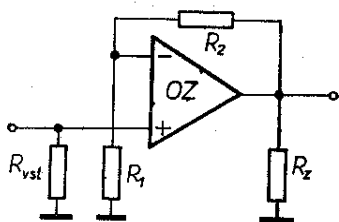
- zesilovač musí všemi svými vlastnostmi převyšovat základní požadavky na zařízení Hi-Fi;
- reprodukovatelnost musí být 100 % a musí být nezávislá na výběru součástí (včetně párování tranzistorů);
- jednoznačné nastavení, pokud možno bez použití speciálních přístrojů;
- musí se používat výlučně běžná domácí součástková základna;
- zesilovač musí být jištěn proti přebuzení a zkratu výstupu;
- konstrukce musí být jednoduchá a na takové úrovni, aby zesilovač byl schop postavit i začátečník a to v požadované kvalitě.

Z první části článku je zřejmé, že základním prostředkem ke splnění uvádě-

ných požadavků je bezpodmínečně nutné použít napěťový zesilovač s velkým ziskem a volit co největší zpětnou vazbu. Při realizaci v diskrétní formě je však řešení velmi obtížné, drahé, zapojení obsahuje běžně asi deset tranzistorů a zvládnout jeho realizaci bez zkušeností a přístrojového vybavení je téměř nemožné. Navíc jsem zvolil k osazení koncové tranzistory s vysokým f_T , od nichž se v klasických konstrukcích upouští (viz literatura). Naštěstí však existuje lineární prvek, který, i když není pro podobné aplikace určen, umožní elegantní řešení. Je to integrovaný operační zesilovač. Za cenu, rovnou zhruba třem tranzistorům KF517, a kterou bychom stejně museli investovat, je pak možno jednoduše splnit všechny požadované parametry.

Operační zesilovač

Přesto, že aplikace operačních zesilovačů svými vynikajícími vlastnostmi zavádí novou kvalitu do řešení lineárních obvodů, je zvláště v amatérských konstrukcích dosud záležitostí více méně neznámou. Rozsah článku nedovoluje obšírnější rozbor vlastností OZ , vážnější zájemci najdou informace v poměrně bohaté literatuře. Pro aplikaci v naší konstrukci postačí znát pouze nejzákladnější údaje. Vzhledem k reálnému zisku a požadavkům na napěťovou a tepelnou stabilitu (jak uvidíme dále) je možno zcela zanedbat jindy podstatné parametry – závažné jsou prakticky veličiny $U_N = \pm 15$ V a rozkmit výstupního napětí ± 14 V $> U_{výst} > \pm 12$ V (při $R_z \geq 10$ k Ω). Minimální požadavky umožňují použít nejlevnější OZ na našem trhu – MAA504; OZ bude zapojen jako neinvertující zesilovač, čímž je do-



Obr. 19. OZ jako neinvertující zesilovač

saženo praktické nezávislosti funkce celého zesilovače na poměrech ve vstupním obvodu. Pro toto zapojení (viz obr. 19) je napěťové zesílení vzhledem k $A_0 \gg A_u$

$$A_u = \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Důležitá bude nyní volba napájecího napětí. Kategorii zesilovačů Hi-Fi, užívaných většinou evropských výrobců pro domácí zařízení, tj. do běžných obývacích prostor, je většinou přisuzován rozsah výstupního výkonu 10 až 20 W. Domnívám se, že v našich podmínkách nemá smysl užívat větších výkonů, kromě jiného i proto, že většina cenově dostupných reproduktorů, popř. reproduktorových soustav je výkonově limitována do 10 W. Výstupní výkon odpovídá pro zatěžovací odpor R_z napájecímu napětí $U_N = 2\sqrt{2PR_z} \doteq 3\sqrt{PR_z}$.

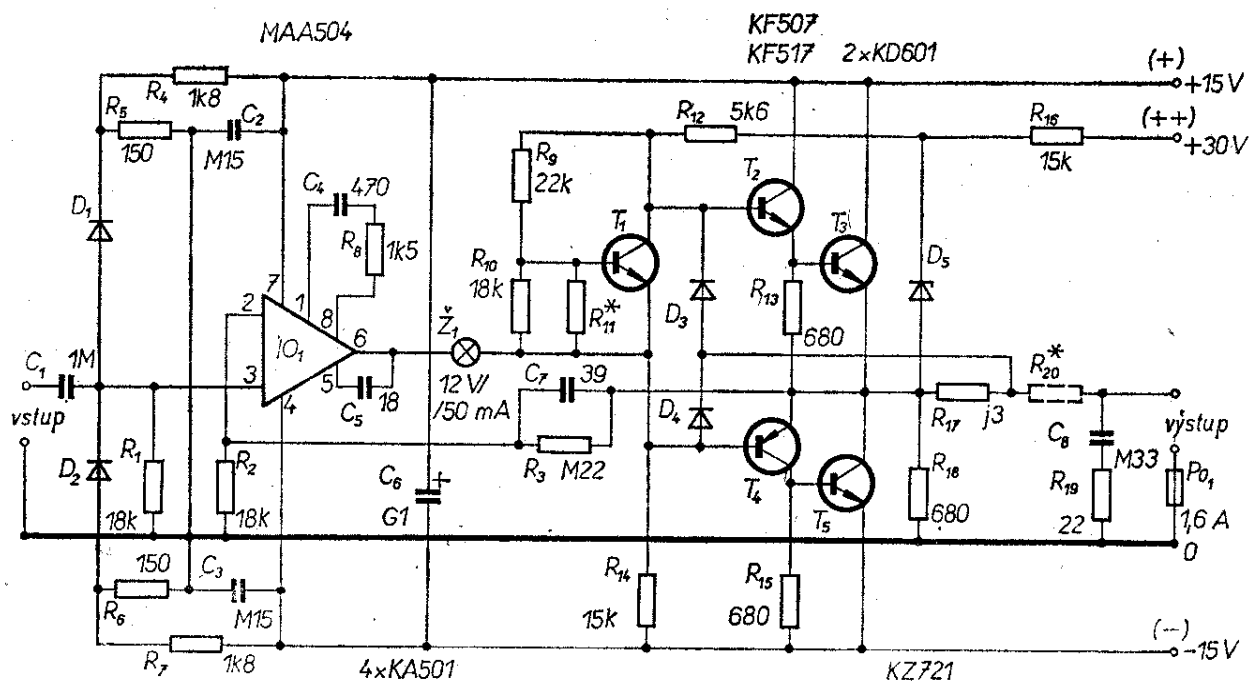
Pro výkon 15 až 20 W na zátěži 4 Ω stačí napájecí napětí asi 25 až 30 V. Použijeme napětí 2×15 V. Kromě možnosti napájet OZ má tato volba další významné přednosti:

není třeba vybírat tranzistory KF507 a KF517 podle U_{CE} , napájecí napětí je vhodné pro KD601,

elektrolytické kondenzátory na toto napětí jsou poměrně malé a levné.

Další problémy návrhu si rozebereme společně s popisem podrobného schématu na obr. 20.

Nejprve budeme řešit kmitočtovou stabilitu. OZ řady MAA500 má jako aktivní prvek při otevřené zpětnovazební smyčce přenosovou charakteristiku vyššího řádu s prvním kmitočtem zlomu ω_1 asi 10⁴ Hz. Při použití ve zpětnovazební smyčce je třeba řešit nejprve jeho vlastní kompenzaci, která se obvykle realizuje připojením diskrétních prvků RC . Pro různé úrovně zisku doporučuje výrobce volit prvky RC podle obr. 36 v [3]. Potom odpovídající kmitočet zlomu $\omega_1 \doteq 0,4$ MHz. Pro náš případ ještě musíme podle obr. 35 ze stejného pramenu kontrolovat, umožňuje-li použitá kompenzace plný rozkmit výstupního napětí v akustickém pásmu.



Obr. 20. Podrobné schéma zapojení výkonového zesilovače (T_1 -KC507)

Vhodné prvky ve vztahu k obr. 20 jsou $R_8 = 1,5 \text{ k}\Omega$, $C_4 = 470 \text{ pF}$ a $C_5 = 18 \text{ pF}$.

Podle obr. 1 máme tedy vyřešen napěťový zesilovač A_u s kmitočtem ω_1 . U proudového boosteru A_1 nám postačí (jak jsme odvodili) znalost $\omega_2 > \omega_1$. Musíme nyní dosáhnout toho, aby při průchodu signálu úrovní 0 dB byl fázový úhel $< 180^\circ$. Způsob provedení viz opět obr. 1. Ve smyčce zpětné vazby je použit kmitočtově závislý zpětnovazební člen. Jeho asymptotický kmitočet zlomu ω_k navrhne tak, aby odpovídal $\omega_{(3 \text{ dB})}$ zesilovače. Tak dostáváme nový, v tom-

to smyslu nejnižší kmitočtový zlom charakteristiky.

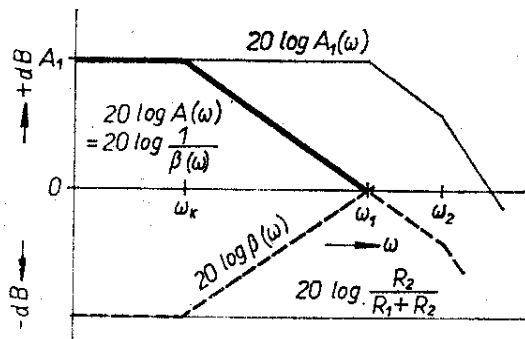
Řešení si naznačíme graficky pomocí logaritmické kmitočtové charakteristiky (obr. 21). Celému zapojení by při použití nezávislého činitele zpětné vazby $\beta = \frac{R_2}{R_2 + R_3}$ odpovídal průběh

$$20 \log |A_1|_\omega.$$

Logaritmická kmitočtová charakteristika zpětnovazebnímu členu $20 \log |\beta|_\omega$ se může pohybovat v intervalu $-n \text{ dB}$ až 0 dB. Je tedy zakreslena (čárkovaně) v oblasti $-n \text{ dB}$. Koncový stupeň v uvažovaném kmitočtovém rozsahu považujeme za nezávislý a vzhledem k velkým A_0 a β pokládáme jeho přenos $A_u = 1$.

Potom logaritmická kmitočtově amplitudová charakteristika celého zesilovače s uzavřenou kmitočtově závislou zpětnovazební smyčkou

$$20 \log |A|_\omega = \frac{1}{|\beta|_\omega}$$



Obr. 21. Logaritmická kmitočtově amplitudová charakteristika celého zesilovače

je v obr. 21 vyznačena tlustou čarou. Tak je tato charakteristika v intervalu

$$20 \log [|A_0| \omega |\beta| \omega] > 0 \text{ dB}$$

plně určena charakterem zpětnovazebního členu, přesněji je shodná s jeho inverzní kmitočtovou charakteristikou.

Za bodem ω_1 , kdy

$$20 \log |A| \omega < 0 \text{ dB}$$

se charakteristika shoduje s charakteristikou zesilovače bez zpětné vazby. Tato oblast již pro nás pozbývá významu. Tak je naprosto eliminována nepříjemná kmitočtová závislost koncového stupně.

V konstrukci je užito korekčního článku ve tvaru podle obr. 22a. Zbývá tedy přesně určit činitel $\beta(\omega)$, jeho kmitočtovou a fázovou charakteristiku.

Přenos

$$F_{j\omega} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2(1 + j\omega CR_1)}}$$

výraz upravíme pro absolutní hodnotu

$$|F|_{\omega} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2 \sqrt{1 + (\omega CR_1)^2}}}$$

činitel zpětné vazby v logaritmickém tvaru

$$= 20 \log \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2 \sqrt{1 + (\omega CR_1)^2}}}$$

Pro výpočet fázové charakteristiky po zjednodušení základního vztahu

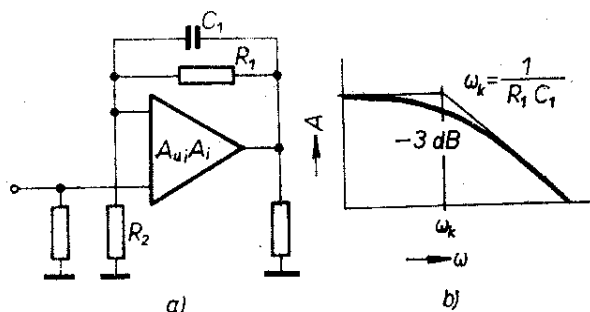
$$P = \frac{R_1 R_2 j\omega C + R_2}{R_1 + R_2 + j\omega C R_1 R_2}$$

pracujeme pouze s čitatelem, po úpravě

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{jX}{Y} = \frac{\omega C(R_1 - R_2)}{\omega^2 C^2 R_1 R_2 + 1}$$

fázový úhel

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega C(R_1 - R_2)}{\omega^2 C^2 R_1 R_2 + 1}$$



Obr. 22. Korekční článek

Na rozdíl od základního článku RC je zřejmé, že směrnice přenosové charakteristiky korektoru bude vždy menší než 20 dB/dek., naopak fázový úhel se po dosažení maxima (vždy menšího než 90°) vrací k nule.

Požadovaný horní mezní kmitočet zesilovače $f_{h(3 \text{ dB})} \doteq 20 \text{ kHz}$.

Kmitočet f_1 známe, je roven 0,4 MHz. Poměr

$$\frac{f_1}{f_{(3 \text{ dB})}} = 20.$$

Pro odhad vzhledem k průběhu fázové charakteristiky můžeme použít směrnici -20 dB/dek. Potom maximální možný zisk s ohledem na stabilitu

$$A_u = 20 \log 20 = 26 \text{ dB}.$$

Vzhledem k tolerancím součástí a požadavku dokonalé reprodukovatelnosti zmenšíme zisk o přesnost užitých prvků.

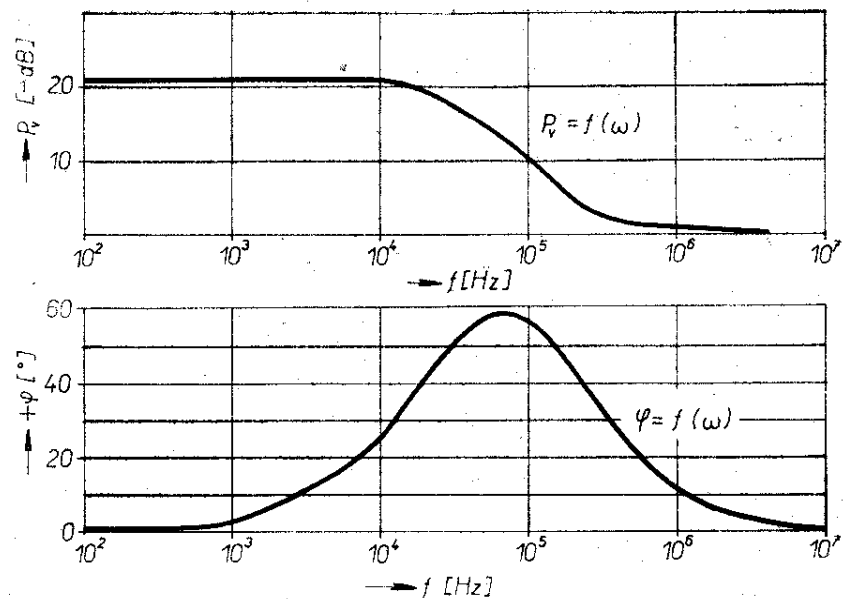
Zvolíme poměr $\frac{f}{f_{(3 \text{ dB})}} \doteq 12$. Na odpor R_1 , R_2 jsou kladeny ještě požadavky ze vstupní strany zesilovače. Je to běžný požadavek $R_{vst} > 10 \text{ k}\Omega$ pro snadné impedanční navázání na předchozí stupeň a další, podstatně významnější podmínka minimálního přenášeného kmitočtu $f_{d(3 \text{ dB})}$.

V každém případě se zde snažíme vyvarovat použití elektrolytického vazebního kondenzátoru. Pro $f_d \doteq 10 \text{ Hz}$ a rozměrově použitelný kondenzátor MP (1 μF) je

$$R_1' = R_2 = \frac{1}{\omega C_1} = 16 \cdot 10^3 \Omega,$$

volíme 18 k Ω . Potom odpor $R_3 =$

Obr. 23. Vypočtená
přenosová a fázová
charakteristika



$= (A - 1) R_2$, z řady E12 volíme 0,22 MΩ. Kapacita C_7 pro $C_h = \frac{1}{\omega_h R_3}$, volíme 39 pF. Vypočtená přenosová a fázová charakteristika pro tyto údaje je na obr. 23. Z průběhu fázové charakteristiky je zřejmé, že se v okolí ω_1 blíží k nule. K nule, jak víme, konverguje také fázová charakteristika zatěžovací impedance Z_z . To je pro kmitočtovou stabilitu výhodné. U dobře propracovaných obvodů s napěťovým zesilovačem v diskrétní formě je napěťový zisk většinou v rozsahu 20 až 30 dB. Pro malý zisk mluví ještě jeden důvod, kterým je úroveň vstupního signálu. Z hlediska odstupu rušivých signálů je nejvhodnější soustředit zisk do obvodů před ovládacími prvky a tím i koncovým stupněm. Vzhledem k těmto aspektům a z hlediska kompatibility je možno vypočtený zisk považovat za optimální.

Předpětový a teplotně stabilizační obvod

Stupeň je v zásadě navržen podle rozboru v první části článku. Při praktickém návrhu se obvykle uvažuje pouze teplotní závislost koncových tranzistorů. To ovšem není zcela přesné, neboť vliv na požadovanou teplotní závislost napětí U_p mají všechny čtyři tranzistory kvazikomplementárního uspořádání.

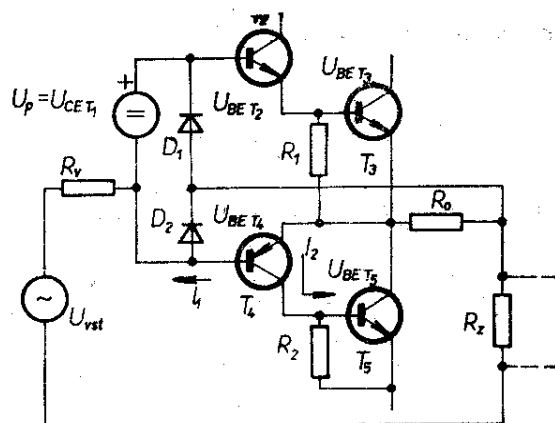
Z hlediska tranzistoru T_3 je pro určitou (např. normalizovanou) změnu Δt_c pro vykompenzování jeho ΔI_{C0} zapotřebí změna ΔU_p , obr. 24:

$$\Delta U_p = \Delta U_{BE},$$

$$\Delta I_{C0} \rightarrow 0.$$

V kvazikomplementárním uspořádání je však třeba uvažovat rovněž teplotní závislost ΔI_{C0} tranzistoru T_5 . Jeho napětí $U_p = f(U_{BE})$ je možno určit zjednodušeným výpočtem, viz opět obr. 24 (indexy 4 a 5 se vztahují k tranzistorům T_4 a T_5):

$$I_2 = I_1 h_{21E4}$$



Obr. 24. Pojistka

$$I_2(R_2 \parallel R_{vst\ 5}) = I_1 h_{21E\ 4}(R_2 \parallel R_{vst\ 5})$$

$$U_{BE\ 5} = \frac{U_{BE\ 4}}{h_{11E\ 4}} h_{21E\ 4}(R_2 \parallel R_{vst\ 5})$$

$$\frac{U_{BE\ 4}}{U_{BE\ 5}} = \frac{h_{11E\ 4}}{h_{21E\ 4}(R_2 \parallel R_{vst\ 5})}$$

Veličiny $h_{11E\ 4}$, $h_{21E\ 4}$ určíme podle katalogu, $R_{vst\ 5}$ pro malé proudy $I_{C0}\ T_5$ je možno zjistit např. z obr. 8.

Pro konkrétní uspořádání v řešené konstrukci je potřebná změna ΔU_p pro vykompenzování ΔI_{C0} tranzistoru T_5

$$\Delta U_{pB} = \Delta U_{BE\ 4} \doteq 0,2 \Delta U_{BE\ 5}$$

Potřebná celková změna napětí ΔU_p k vykompenzování koncového stupně je potom

$$\Delta U_p = \sum U_{pA}, U_{pB} = 1,2 \Delta U_{BE}$$

(tranzistoru KD601).

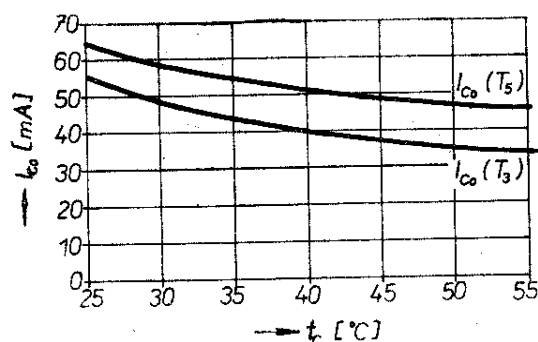
Se zřetelem na teplotní závislost tranzistorů budícího obvodu korigujeme $\Delta U_p = 1,5 \Delta U_{BE}$ (tranzistoru KD601). Pro návrh však dosavadní výsledky nestačí, neboť nerespektují teplotní rozdíl přechodů báze-emitor výkonového a snímacího tranzistoru. Ten je v praxi značný.

Snímací tranzistor reaguje na teplotu pouzdra výkonového tranzistoru. Vztah mezi teplotou přechodu a pouzdra výkonového tranzistoru můžeme vyjádřit vztahem

$$t_j - t_c = R_{ti} P_C$$

Teplotní rozdíl se mění v závislosti na vybuzení koncového stupně (s určitou časovou konstantou). V popisované konstrukci je (pro plné vybuzení) asi 30 °C.

Obdobný teplotní rozdíl u snímacího tranzistoru můžeme zanedbat, neboť kolektorová ztráta tohoto tranzistoru je řádu jednotek mW. Totéž však nelze tvrdit o tepelném spádu mezi chladičem a pouzdem snímacího tranzistoru – tepelný spád je značně závislý na konstrukčním provedení.



Obr. 25. Závislost klidového proudu kolektoru na teplotě pouzdra t_c

Se znalostí těchto faktů a s využitím zkušeností je proto třeba počítat s potřebnou teplotní odchylkou ΔU_p asi dvakrát větší, než je vypočtená při zanedbání tepelných spádů. Obvykle při tomto postupu návrhu bude obvod mírně překompenzován, což je žádoucí.

Při experimentálním ověřování je potom třeba měřit závislost $I_{C0} = f(t_c)$ koncových tranzistorů. Teplotu měříme na pouzdu tranzistoru KD601. Konečný výsledek je možno ovlivnit způsobem a polohou upevnění snímacího tranzistoru na chladiči koncového tranzistoru.

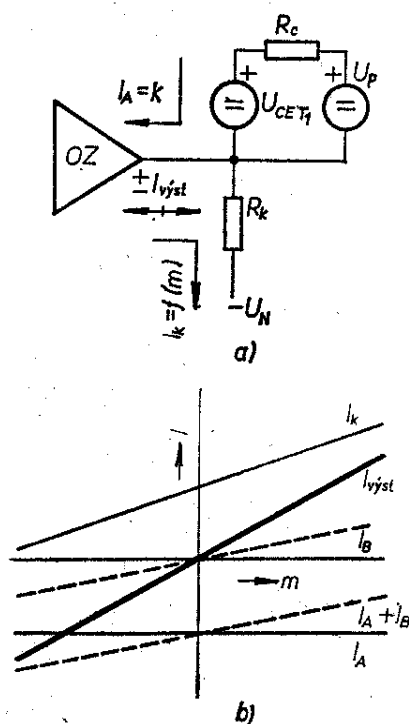
Z konstrukčního hlediska je při užití samostatných chladičů vhodnější upevnit snímač k tranzistoru T_5 , viz schéma. Při případném zkratu pak nemůže dojít k havárii.

Pro takto řešenou konstrukci je závislost $I_{C0} = f(t_c)$ na obr. 25.

Na rozdíl od klasického řešení je ještě třeba respektovat užití OŽ a jeho zatížení, popř. průběh jeho výstupního proudu pro různé úrovně vybuzení. Řešení je naznačeno na obr. 26. Při nulovém buzení je výstupní napětí OŽ přibližně 0 V (zanedbáme-li U_{BE} všech tranzistorů). Výstupním obvodem OŽ však teče proud

$$I_A = \frac{U_p - U_{CE1}}{R_C}$$

Tento proud teče obvodem v každém případě, neboť zdroj U_p je zapojen jako plovoucí s výstupem. Pro různé úrovně vybuzení $\pm m$ se mění skutečný proud



Obr. 26. K zátížení OZ

výstupem OZ (čárkovaně), neboť je dán součtem $I_{OZ} = I_A \pm I_B$.

Aby bylo dosaženo symetrie výstupních proudů OZ a tím i jeho zatížení v celém rozsahu výstupních napětí, zavádí se do obvodů ještě další korekční proud I_k , který přímo závisí na výstupním napětí OZ

$$I_k = \frac{U_{vyst} - U_N}{R_k}$$

Průběh I_k viz opět obr. 25. Potom skutečný proud, tekoucí výstupem OZ, je dán

$$I_{vyst(m)} = I_k(m) \pm I_{OZ(m)}$$

Při nulovém buzení je I_{vyst} asi 0, pro ostatní m má charakter odporové zátěže. Pro praktické řešení postačí určit prvky R_C a R_k v nulových bodech. Z charakteristik určíme maximální budicí proud koncového stupně $\pm I_{Bmax}$.

Proud obvodem předpětového stupně zvolíme větší než I_{Bmax} . Potom

$$R_C = \frac{U_p - U_{CE1}}{I_A}$$

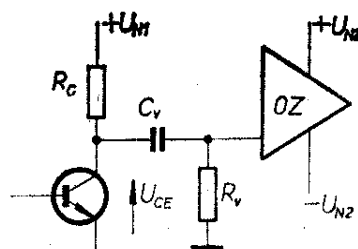
$$R_k = \frac{U_N - U_0}{I_k}$$

kde $I_k = I_A$ a $U_0 = U_{BE} \approx 0,6$ V.

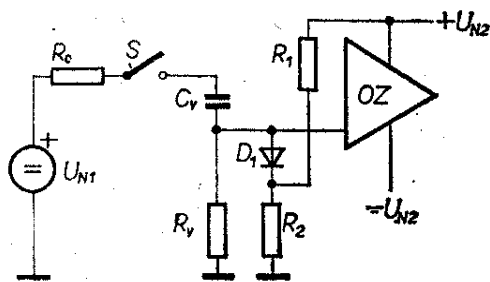
Napěťová ochrana vstupu OZ

Jedním ze základních parametrů, které se nesmějí u OZ překročit, je povolené napětí na vstupu. Obecně při zapnutí nebo vypnutí zařízení je určitý časový rozdíl mezi skoky napájecích napětí U_{N1} a U_{N2} . Při skoku U_{N1} je průběh napětí U_{CE} ovlivněn většinou řadou časových konstant (průběh U_{CE} předchozího stupně, filtrační obvody, vazební kondenzátor atd.). Vazební kondenzátor přenáší derivaci průběhu U_{CE} na vstup OZ. Může tedy dojít (obr. 27) k překročení povoleného napětí vstupu OZ, zvláště je-li jako obvykle napětí U_{N1} mnohem větší než dovolené napětí OZ.

Uvážením všech stavů připadajících v úvahu je třeba zajistit, aby vstupní napětí bylo menší než ± 5 V. To odpovídá meznímu závěrnému napětí U_{EB} planárně epitaxního tranzistoru. Jeho překročení má za následek lavinovitý průraz přechodu vstupního tranzistoru. Podle proudu dochází pak od určitého zhoršení parametru h_{21} až k úplné destrukci tranzistoru. Zajímavé hodnocení experimentálních výsledků je uváděno např. v [4], [5]. Při aplikaci OZ je tedy zapotřebí řešit přechodí stupeň tak, aby napětí na vstupu OZ nemohlo překročit ± 5 V (což je možné), nebo použít zapojení, které dále uvedeme. Aplikace Zenerových diod je pro nás nevhodná, neboť vhodná dioda na našem trhu neexistuje. Výběr z typu 1N270 je pro amatéra nedostupný, navíc kapacita



Obr. 27. K napěťové ochraně vstupu OZ



Obr. 28. Napěťová ochrana vstupů OZ

diody by nepříznivě působila na funkci zpětnovazebního článku.

Princip užitého řešení je na obr. 28. Ze zdroje $+U_{N2}$ je dioda D_1 polarizována tak, aby napětí $U_{R2} + U_{AK}$ bylo větší než maximální užitečný vstupní signál. Kapacita křemíkové diody KA501 v závěrném směru je menší než 2 pF a prakticky se neplatní, rovněž odpor R_{KA} je mnohem větší než R_V . Odpor R_C je obvykle v rozsahu 2 až 3 kΩ, napájecí napětí $U_{N1} = 10$ až 30 V. Při sepnutí spínače S se nabíjí kondenzátor C_V . V počátku je možno C_V považovat za zkrat a není třeba uvažovat přechodový jev. V okamžiku t_0 se tedy napájecí napětí přenesse na vstup OZ podle

$$U_{vst(t_0)} \doteq U_N \frac{R_2}{R_C + R_2} + U_D; U_D < 1 \text{ V}.$$

Volbou poměru $\frac{R_2}{R_C}$ možno zabezpečit požadavek $U_{vst(t_0)} < 5 \text{ V}$. Obvod je třeba doplnit symetrickým zapojením pro případ, je-li na vstupu kondenzátor C_V s počáteční podmínkou $U_{C(t_0)} = -U_{N1}$. Toto uspořádání je velmi jednoduché a vyhovuje pro všechny běžné aplikace.

Jištění koncového stupně proti přetížení

Výkonová pojistka obvykle podstatně ovlivňuje náklady na zesilovače. Proto se často obchází užitím malých odporů v emitorech koncových tranzistorů, kde současně plní funkci linearizačních od-

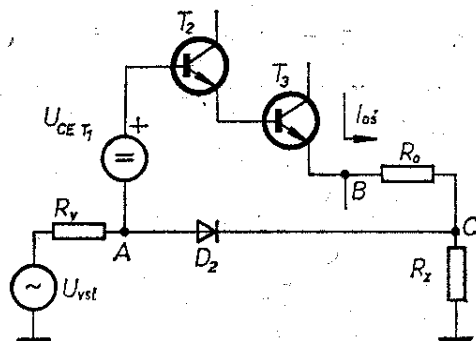
porů. Toto zapojení však nesplňuje požadavky při větším modulačním činiteli. V našem případě se řeší problém velmi jednoduše a levně. Při rozboru ss vlastností kvazikomplementárního stupně jste si mohli povšimnout, že vstupní odpory jednotlivých větví jsou zhruba stejné. Rozdílné je napájení koncových tranzistorů. Tranzistor T_3 je buzen napětově z výstupní impedance sledovače T_2 , tranzistor T_5 z kolektoru T_4 . Náhradní vnitřní odpor zdroje je prakticky roven odporu R_{15} . Použijí-li se obvyklé linearizační odpory, je zřejmé, že praktický vliv na linearitu má především odpor v emitoru T_3 . Mnohem větší význam má však v obou případech vlastní zpětná vazba na zatěžovacím odporu R_Z . Stejných výsledků je zřejmě možno dosáhnout pouze jedním odporem, zapojeným jako R_{17} ve schématu, kdy je v sérii se zatěžovacím odporem. Toho využijeme při návrhu pojistky.

Na obr. 29 je uspořádání pojistky. Předpokládejme zkrat na výstupu. Při vybuzení kladným signálem platí pro naznačený obvod

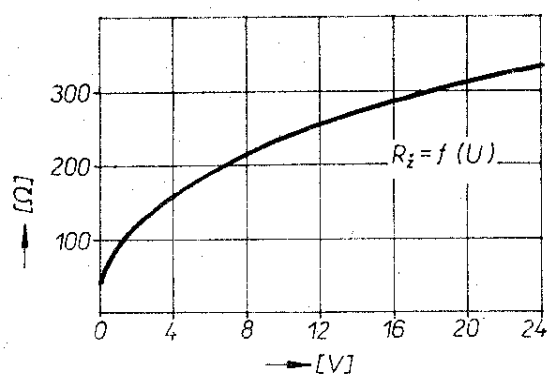
$$U_{vst} + U_P - U_{BE T2} - U_{BE T3} = I_{výst} R_0.$$

Dioda D_2 omezuje v tomto případě maximální vstupní napětí na U_P . Potom maximální proud, který může téci kolektorem T_3 při zkratu na zátěži je

$$I_{výst \max} = \frac{U_{D2} + U_P - 2U_{BE}}{R_0},$$



Obr. 29. K omezení výstupního výkonu diodou D_2



Obr. 30. Žárovka jako proměnný odpor

Obdobně při vybuzení signálem záporné polarity

$$-U_{vst} + U_{BE\ T4} = -I_{výst} R_0$$

je maximální možné napětí

$$-U_{vst} = -(U_{D1} + U_P)$$

a maximální proud tranzistorem

$$-I_{výst\ max} = \frac{-U_{D1} - U_P + U_{BE}}{R_0}$$

Vzhledem k rovnosti napětí báze-emitor tranzistorů T_2 , T_3 a T_4 je z uvedených vztahů zřejmé, že oba mezní proudy se od sebe mohou lišit pouze nepatrně. S použitím dvou levných diod je tak zajištěna bezpečnost koncových tranzistorů. Při praktické aplikaci je však třeba respektovat ještě jednu podmínku, aby nedocházelo ke zbytečnému omezení výstupního výkonu. Např. pro diodu D_2 je potenciál mezi body AB (obr. 29)

$$U_{AB} = -U_P + 2U_{BE}.$$

Dioda je tímto napětím polarizována v závěrném směru. Při maximálním vybuzení potenciál mezi body AC

$$U_{AC\ max} = -U_{BE} + I_{05} R_0.$$

V případě nevhodné velikosti odporu R_0 může dojít k otevření diody a zbytečnému omezení špičky výstupního signálu ještě v užitečném výkonovém rozsahu.

Poměry v obvodu diody D_1 jsou tožné.

Pro případ havárie koncového stupně (vadný tranzistor atd.) je ve výstupním obvodu zařazena tavná pojistka, chránící reproduktory před zničením.

Aby v podobném případě nedošlo ke zničení operačního zesilovače, je v zapojení použit malý „figl“. Ve vnitřní struktuře OZ se používá proudové buzení výstupní doplňkové dvojice. Díky tomu snáší OZ podle údajů výrobce po dobu 5 s přímý zkrat na výstupu. Pro případ déle trvajícího zkratu se doporučuje chránit OZ vhodným odporem v sérii s výstupem (odpor R_v na obr. 28 a 29). V konkrétním zapojení je na této pozici použita telefonní žárovka 12 V/50 mA, která má z dostupných součástí nejvhodnější průběh $R = f(U)$, viz obr. 30. Tím je jednoduše dosaženo, že při běžném provozu je její odpor malý, nemá vliv na maximální rozkmit výstupního signálu a neomezuje reálné f_β koncového stupně. Naopak při přetížení výstupu zvětšuje podle proudu výstupem OZ svůj odpor (rozsvěcuje se) a nepřipustí zvětšení výstupního proudu OZ přes povolenou mez.

Konstrukční řešení

Popsali jsme si neobvyklou konstrukci výkonového zesilovače, která využívá v maximální možné míře výhodných vlastností nebo možností čs. polovodičových součástek, běžně dostupných na maloobchodním trhu.

Konstrukčnímu zpracování se neklaďou prakticky žádná omezení. Je pouze zapotřebí, aby při použití plošných spojů jejich průřez odpovídal procházejícím proudům. Přívody ze zdroje je vhodné vést tak, aby nevytvářely proudové smyčky, nepříznivě působící na předchozí obvody s malou úrovní signálu. Vzhledem ke koncovým tranzistorům s vysokou povolenou teplotou přechodu se zde jeví vhodnou možnost jejich přímé montáže na desku s plošnými spoji. Tím odpadá další



nebezpečí parazitních vazeb a potřeba izolačního upevnění výkonových tranzistorů.

Pokud se týká odporu R_{17} je možné, že pro řadu konstruktérů nebude dostupný vhodný odporový materiál. V tomto případě je zřejmě nejvhodnější zakoupit drátový odpor s co nejmenším odporem (asi $1\ \Omega$) a s co největší výkonovou ztrátou. Odpor opatrně rozmáčkne- me ve svěráku a odporový drát (pásek) opatrně odvineme. Získaný materiál má výhodu v dobré pájitelnosti a teplotní stabilitě.

Pro názornost byl podle předchozích úvah navržen příklad konstrukce zesilovače na desce s plošnými spoji podle obr. 31. K chlazení výkonových tranzistorů byly použity odřezky hliníkových profilů, jaké je možno získat z odpadu některých kovozařadů. Jinak je možné zhotovit chladič zpracováním hliníkového plechu tloušťky alespoň 2,5 mm. Rozměry a tvar chladičů jsou zřejmé z obr. 31 a 34. Amatéři se vztahem k chemii mohou použít povrchovou úpravu, kterou mi předvedl můj kolega Ruda Hanzlík, a kterou popisuje takto: „hliníkové nebo duralové plechy mořím tak, že po osmirkování povrchu ponořím součást asi na 3 minuty do 10% roztoku louhu sodného. Po opláchnutí ponořím součásti na přibližně stejnou dobu do kyselé lázně, jejíž složení je 450 g koncentrované kyseliny dusičné + 50 g koncentrované kyseliny fluorovodíkové na litr vody. Při práci je zapotřebí zachovávat bezpečnostní předpisy pro práci s žiravinami – já používám pryžové rukavice a chráním si oči. Po zpracování je povrch materiálu matně stříbřitý s typickým charakterem eloxování.“

Chladiče jsou k desce s plošnými spoji připevněny pouhým připájením tranzistorů. Pro upevnění snímacího tranzistoru T_1 vyvrtáme do chladiče díru o průměru asi o 0,1 až 0,2 mm větším, než je průměr pouzdra KC507. Podle obr. 32 vložíme do díry tranzistor, převlečený dvěma reznými nitěmi křížem tak, aby byl do ní pevně zamáčkнут. Zkontrolujeme ohmmetrem, zda mezi pouzdrem a chladičem není zkrat. Po-

tom spoj zalepíme Uponem. Konce nití odstříháme po vytvrzení. Vzniklý mechanický kontakt je velmi dobrý.

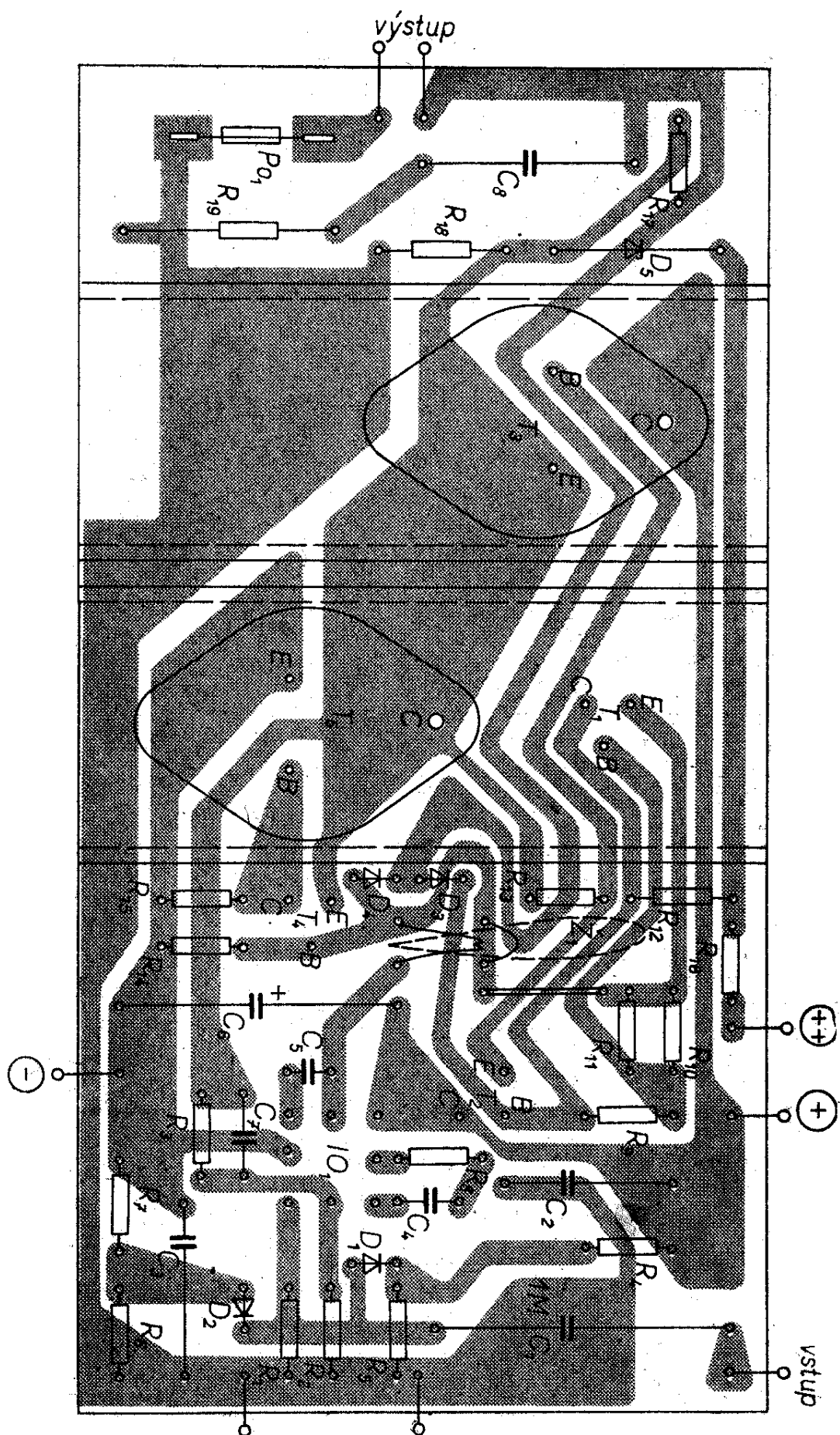
Použitá žárovka je vyjmuta z pouzdra a je přichycena k desce zapojovacím vodičem.

Snad jediným zbývajícím „fíglem“ je držák pojistky z natvarovaných fosforbronzových pásků, zapájených rovněž přímo do plošného spoje. Je to velmi jednoduché a z praktického hlediska dokonalé řešení (obr. 33). Samozřejmě je možno pojistku upravit i jinak. Fotografie hotového zesilovače je na obr. 34 (4. str. obálky).

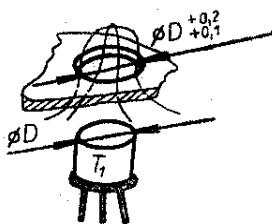
Oživení

Oživení zesilovače patří k největším přednostem konstrukce. Zkušeni amatéři si jistě zvolí vlastní způsob, neboť v celém zapojení nejsou žádné záludnosti. V popisu se tedy omezíme na způsob, vhodný pro začátečníky. Předpokládáme, že při práci nebyly použity žádné polovodiče neznámých vlastností. U odporů a kondenzátorů je to pak vzhledem k jejich ceně samozřejmé.

Diody KA501 doporučuji kontrolovat ohmmetrem. Katoda má být označena červenou tečkou. Již několikrát se mi stalo, že dioda byla bez označení nebo že značení bylo opačné. Při připojení zesilovače ke zdroji musí být v každém případě na výstupu zesilovače zapojen člen C_8 , R_{19} . Výběrový odpor R_{11} nahradíme sériovou kombinací odporového trimru 0,1 M Ω a odporu 10 k Ω , kterou připájíme těsně ze zadní strany desky s plošnými spoji. K uvádění do chodu potřebujeme dvojitý stejnosměrný zdroj (nejlépe s elektronickou pojistkou) a Avomet. (Z továrních zdrojů je nejvhodnější ss zdroj Aritma – OP/280 45.) Na zdroji nastavíme pojistky na 0,2 A, napětí 2×15 V. Na katodu Zenerovy diody D_5 připojíme odpor 1 k Ω , jeho druhý konec připojíme na kladný pól baterie 9 V. Záporný pól baterie připojíme na výstup zesilovače, bod V. Zesilovač zatím nebude mít připojenu žádnou zátěž. Po pečlivé kontrole správné polaritý proudů zapneme napájecí zdroj. Regulací odporovým trimrem nastavíme proudy z obou zdrojů tak, aby menší z nich byl



Obr. 31. Deska s plošnými spoji zesilovače (J201)



Obr. 32. Upevnění snímacího tranzistoru

asi 40 mA. Oba proudy by se neměly lišit o více jak asi 30 %. Rozdíl je dán prakticky použitím nepárovaných koncových tranzistorů. Potom vypneme zdroj a zapájíme R_{11} , jehož odpor určíme odhadem z polohy běžce odporového trimru 10 k Ω . Zkontrolujeme, odpovídají-li oba proudy našim požadavkům. Nyní změříme Avometem napětí výstup – kostra (0 V), které musí být prakticky rovno 0 a dále napětí výstup OZ – kostra, které je asi $-0,6$ V (napětí U_{BE} křemíkového tranzistoru). Není-li tomu tak, je někde v zapojení závada. Je-li vše v pořádku, připojíme znovu Avomet na výstup zesilovače a kostru. V klidu, jak již bylo uvedeno, musí být výstupní napětí rovno nule.

Zdroj vstupního signálu nahradíme jedním tužkovým článkem 1,5 V. Jeden pól článku připojíme na kostru, druhý na neinvertující vstup (3) OZ . Je-li ke vstu-

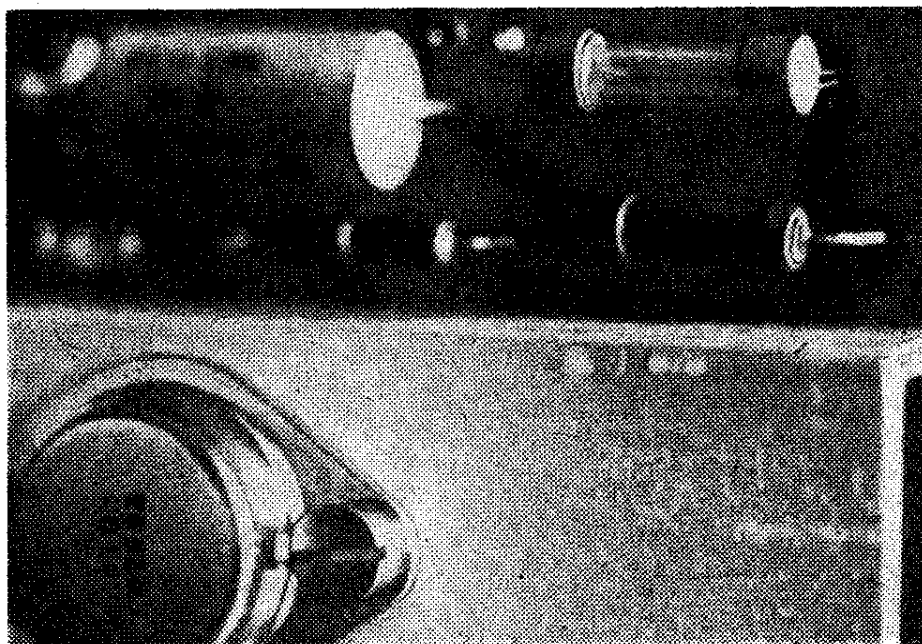
pu připojen kladný pól článku, musí Avomet ukazovat přibližně +13 V, při záporné -13 V. Tím je oživení skončeno, přenosová charakteristika se může od ideálního průběhu lišit pouze o tolerance součástí korekčního členu.

Při celém oživování prokazuje užitečnou službu žárovka Z_1 , jejíž vlákno v žádném případě nesmí ani slabě žhnout. Pokud se tak stane, je to bezpečnou indikací nesprávné funkce. To platí pro všechny způsoby buzení a druhy zátěže. Nyní již můžeme bez obav připojit zatěžovací odpor (reproduktor) a ověřit funkci zesilovače poslechem. Je samozřejmé, že pojistky na zdroji přepneme na 1 A.

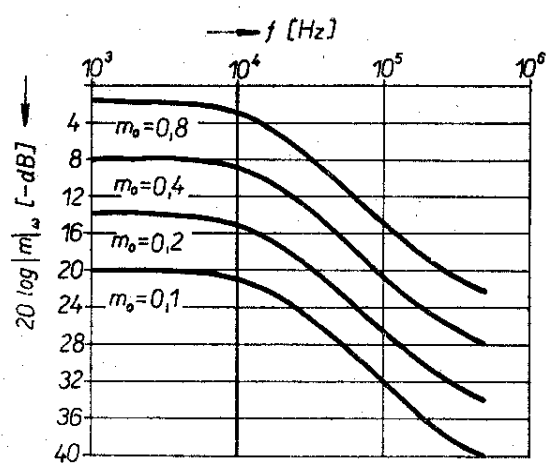
Technické údaje

Pro zcela přesné změření všech technických údajů jsem neměl bohužel potřebné technické vybavení. Uvádím proto pouze ty údaje, které jsem mohl změřit s dostatečnou přesností.

Přenášené pásmo v závislosti na vybuzení je na obr. 35. Dokonalou kmitočtovou stabilitu dokumentuje obr. 36. Obrázek zachycuje odezvu zesilovače na ideální pravoúhlý impuls. Délka impulsu byla volena jako polovina převrácené hodnoty kmitočtu, odpovídajícího přibližně geometrickému středu přenáše-

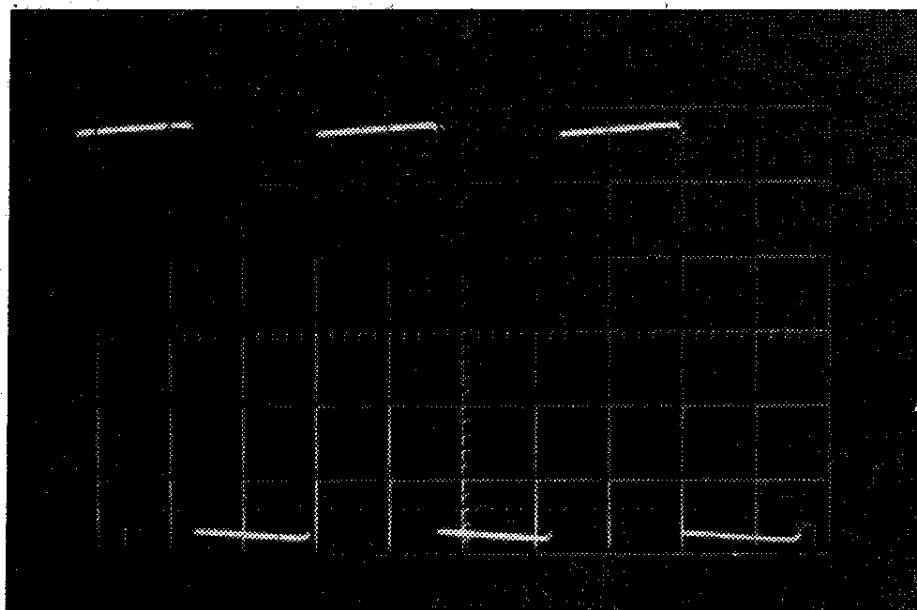


Obr. 33. Pojistka a její držák

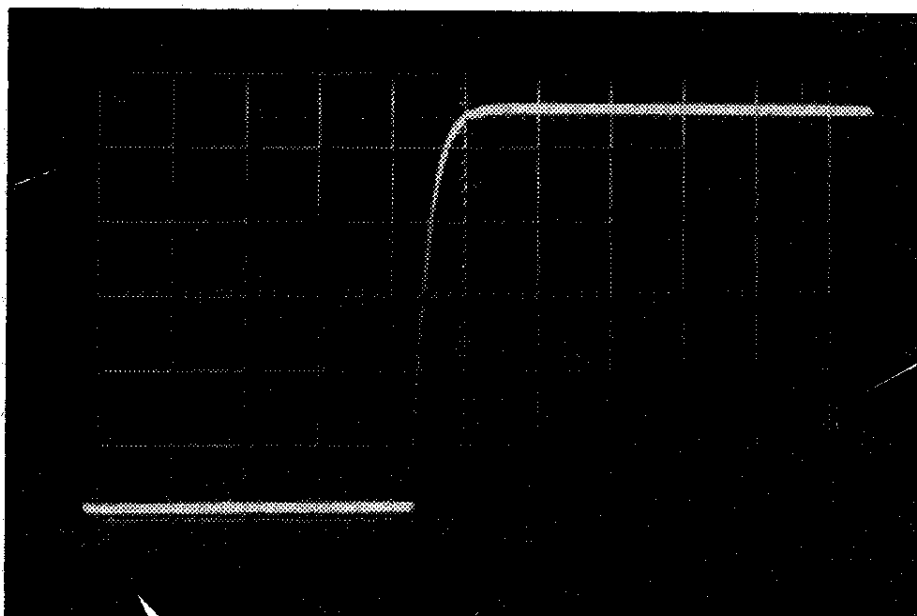


Obr. 35. Přenášené pásmo v závislosti na vybuzení

ného pásma. Náběh impulsu je na obr. 37, jeho tyl na obr. 38. Na obr. 39 je signál na výstupu zesilovače při malé úrovni vybuzení. Na sinusovce není patrna žádná stopa po přechodovém zkreslení. Další obrázek (obr. 40) dává představu o linearitě zesilovače při velkém vybuzení. Chování zesilovače při přebuzení znázorňuje obr. 41. Z tohoto obrázku je rovněž zřejmá naprostá stabi-

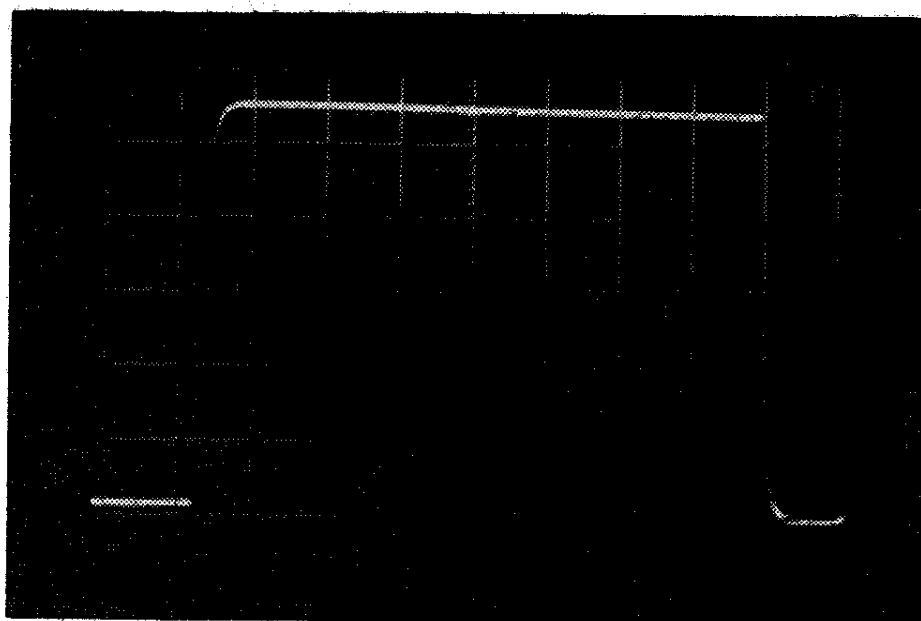


Obr. 36. Odezva zesilovače na ideální pravoúhlý impuls (3 V/cm ; $0,5 \text{ ms/cm}$)



Obr. 37. Náběžná hrana impulsu (3 V/cm ; $50 \text{ } \mu\text{s/s}$)

Obr. 38. Tyl impulsu
(3V/cm; 100 μ s/cm)



lita zesilovače i v tomto extrémním režimu.

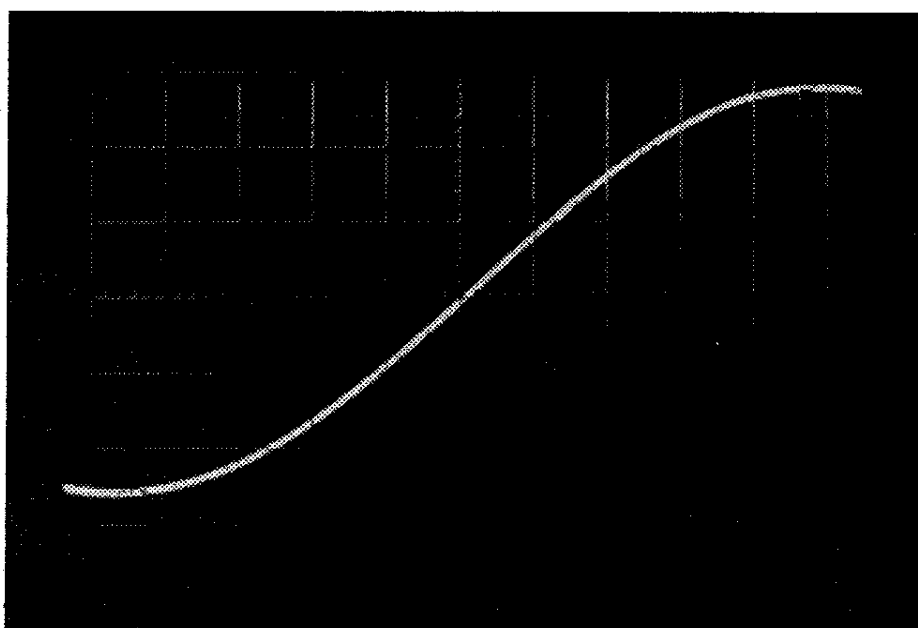
Maximální efektivní sinusový výkon se může podle tolerancí operačního zesilovače pohybovat v rozsahu asi 16 až 20 W.

Z hlediska nelineárních zkreslení musí mít zesilovač velmi dobré vlastnosti. Z výsledků měření a z jejich rozboru lze odvodit, že zkreslení je mnohem menší než 0,1 %. Odstup rušivých napětí – pro vstup naprázdno i nakrátko > 60 dB.

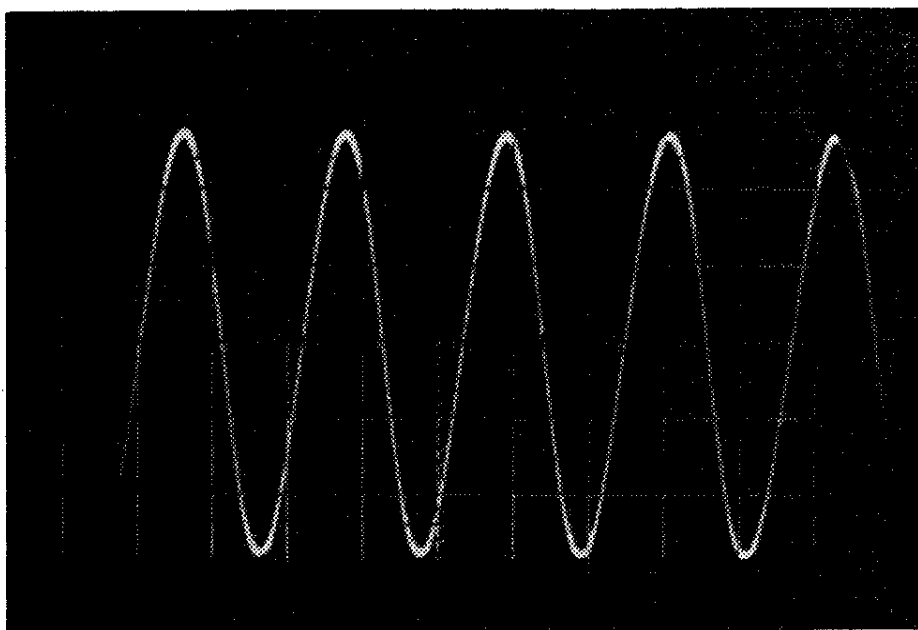
Činitel útlumu

Této veličině bývá většinou věnována velmi malá pozornost. Obecně by měla být výstupní impedance zesilovače k zatěžovací impedanci v určitém poměru, který má vliv na tlumení vlastní rezonance reproduktoru. Zajímavý článek na toto téma je v [2].

U moderních reproduktorů s malou účinností je tato závislost většinou velmi plochá. Je však vhodné znát požadovaný činitel tlumení, který je možno snadno



Obr. 39. Signál na
výstupu zesilovače při
malém vybuzení
(0,2V/cm; 50 μ s/cm)



Obr. 40. Linearita zesilovače při velkém vybuzení (4 V/cm; $f = 1$ kHz)

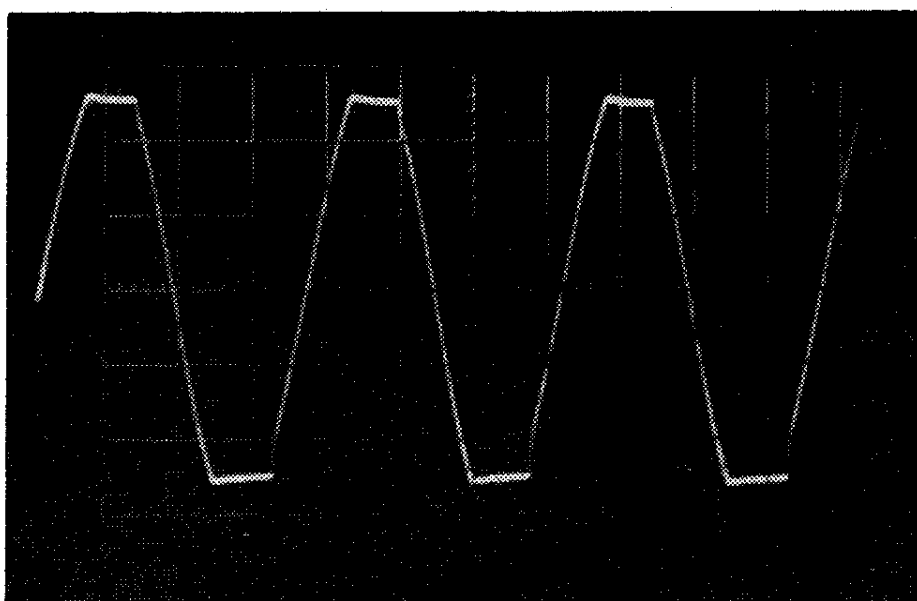
ovlivnit např. dodatečným odporem R_{20} (viz schéma zapojení). Pro běžné typy reproduktorových soustav vyhovuje základní zapojení, pro které vnitřní odpor $R_i \doteq 0,4 \Omega$. Činitel útlumu je pak roven $\frac{R_i}{R_z} = 0,1$.

Kapacitní vazba zatěžovací impedance

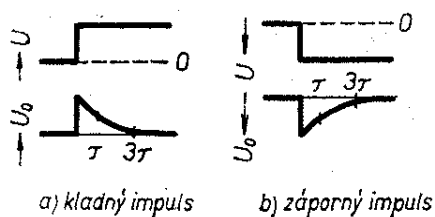
Zesilovač v takové formě, jak byl dosud popsán, vyžaduje výkonový symetrický stabilizovaný napájecí zdroj. Ten zvyšuje pořizovací náklady, zvláště uvažujeme-li jej jako jištěný proti

zkratu atd. Těmito problémy se zabývá článek, který vyjde v nejbližší době v Příloze AR. V něm budou popsány některé možné varianty symetrických zdrojů pro zesilovače bez výstupního kondenzátoru. Z článku vyplývá, že z technologických a ekonomických důvodů je vhodné použít pro reproduktorovou soustavu kapacitní vazbu. Potom vyvstává problém vhodné volby kapacity vazebního kondenzátoru, neboť konstrukční možnosti jsou do značné míry omezeny právě kapacitou a tím i objemem vazebního kondenzátoru.

Popsaný zesilovač s kapacitní vazbou



Obr. 41. Výstupní signál při přebuzení (5 V/cm; $f = 1$ kHz)



Obr. 42. Odezva zesilovače na jednotkový impuls

na vstupu a s poklesem spodního okraje pásma 6 dB/okt. reaguje na jednotkový skok vstupního signálu přechodovým jevem podle obr. 42. Při obou polaritách jednotkového signálu je možno určit normalizovanou hodnotu odezvy jako absolutní hodnotu poměru

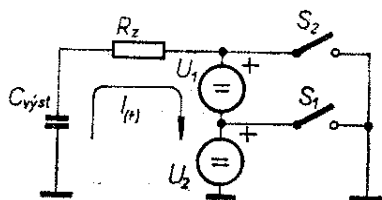
$$\left| \frac{u(t)}{U_0} \right| = e^{-\frac{t}{\tau_1}}, \text{ kde } \tau_1 = R_1 C_1.$$

Zvolme za kritérium doby $t = \tau$. Odpovídající poměr je roven 0,37. Bude-li výstupní obvod upraven jako na obr. 7, je třeba si učinit představu o průběhu výstupního napětí, ať již při nabíjení nebo vybíjení $C_{\text{výst}}$, a to v závislosti na vybuzení – např. pro plné buzení a –6 dB. Pro zjednodušení uvažujme odezvu výstupního obvodu na jednotkový záporný impuls.

Náhradní schéma obvodu pro tento případ je na obr. 43.

$$U_1 = U_2 = \frac{1}{2} U_{C0}.$$

Vybuzení podle DIN 45 500 (–6 dB) charakterizuje rovnost $U_1 = U_2$ a sepnutí spínače S_1 v čase t_0 , od něhož se kondenzátor $C_{\text{výst}}$ vybíjí. Napětí



Obr. 43. Náhradní schéma výstupního obvodu

$$u_{C(t)} = U_1 + (U_0 - U_1) e^{-\frac{t}{\tau_2}},$$

kde $\tau_2 = R_2 C_{\text{výst}}$.

Pro vyjádření časové konstanty τ_2 , zabezpečující určitý pokles $u_{C(t)}$, je možno vztah upravit na

$$\tau_{2A} = \frac{t}{\ln \frac{U_0 - U_1}{u_{C(t)} - U_1}} = \frac{\tau_1}{\ln \frac{U_2}{u_{C(t)} - U_1}}.$$

Podobně teoreticky plnému vybuzení (neuvažujeme $U_{CE \text{ sat}}$ atd.) odpovídá v náhradním schématu sepnutí spínače S_2 . Potom

$$u_{C(t)} = U_0 e^{-\frac{t}{\tau_2}}$$

a tedy

$$\tau_{2B} = \frac{\tau_1}{\ln \frac{U_0}{u_{C(t)}}}.$$

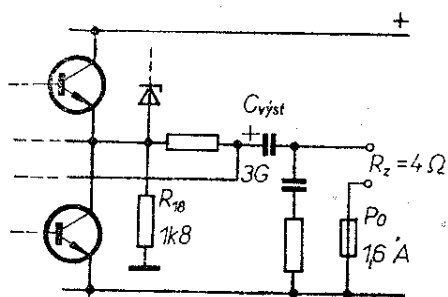
Pro popisovaný zesilovač je $\tau_1 = R_1 C_1 = 18 \text{ ms}$. Pro některé $u_{C(\tau_1)}$ jsou vypočtené časové konstanty upraveny do následující tabulky, platné pro $R_z = 4 \Omega$.

Zmenšení $u_{C(\tau_1)}$ na x % U_0	Pro vybuzení (–6 dB)		Pro plné vybuzení	
	τ_{2A} [ms]	$C_{\text{výst}}$ [F]	τ_{2B} [ms]	$C_{\text{výst}}$ [F]
90	80,7	$20,2 \cdot 10^{-3}$	171	$42,7 \cdot 10^{-3}$
80	35,2	$8,8 \cdot 10^{-3}$	80,7	$20,2 \cdot 10^{-3}$
70	19,6	$4,9 \cdot 10^{-3}$	50,4	$12,6 \cdot 10^{-3}$
60	11,1	$2,8 \cdot 10^{-3}$	35,2	$8,8 \cdot 10^{-3}$

Volíme-li vazební kapacitu obvyklým způsobem

$$C_{\text{výst}} = \frac{1}{\omega_d R_z},$$

$$\text{kde } \omega_d = \frac{2\pi}{\tau_1},$$



Obr. 44. Úprava výstupního obvodu pro kapacitní vazbu na reproduktor (reprodukčovou soustavu)

jsou odpovídající zmenšení:
při plném vybuzení 68 % U_0 ,
při -6 dB 37 % U_0 .

Je zřejmé, že volba výstupní časové konstanty závisí na způsobu využití zesilovače, neboť zmenšení $U_{C\text{ výst}}$ je funkcí vybuzení. Při nevhodně volené časové konstantě výstupního obvodu dochází v důsledku řádové shody U_N a $U_{\text{výst}}$ k nesymetrickému omezování a tvarovému zkreslení impulsních signálů nahodilého charakteru.

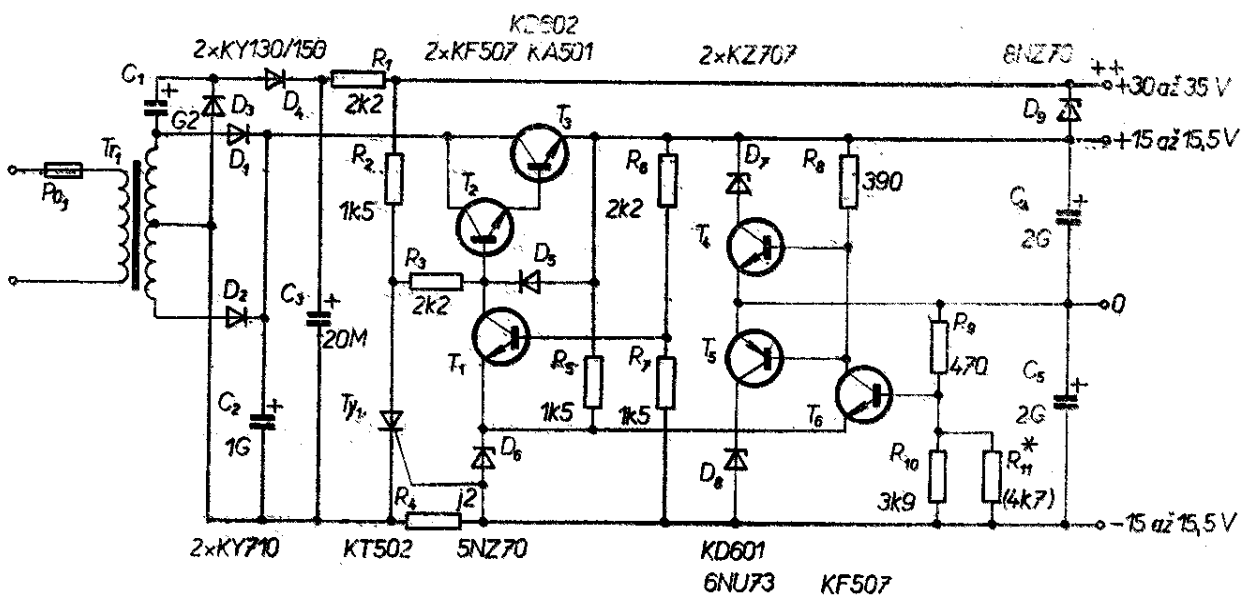
Je samozřejmé, že v praxi nemůže díky vstupní časové konstantě docházet k takovému způsobu vybuzení, jaké jsme uvažovali. Úvahy také platí plně pouze při buzení neperiodickým jednotkovým impulsem. Podle některých pra-

menů, vycházejících ze studia spekter přirozených akustických signálů a subjektivních poslechových testů, se pro zařízení Hi-Fi doporučuje volit výstupní časové konstanty v rozsahu asi 10 až 20 ms. Pro zatěžovací odpor 4 Ω je to kapacita $(2,5 \text{ až } 5) \cdot 10^{-3} \text{ F}$.

Doporučená úprava výstupního obvodu pro případ kapacitní vazby je (s ohledem na dostupné součásti) znázorněna na obr. 44. Spočívá ve vložení kondenzátoru $C_{\text{výst}}$ a přemístění „studených“ vývodů pojistky a korekčního článku na záporný pól zdroje. Odpor R_{18} upravíme na 1,8 kΩ. Kondenzátor $C_{\text{výst}}$ je z prostorových důvodů vhodné sestavit z paralelně spojených kondenzátorů TE 986, 500 μF. Vazební kapacitu i korekční člen ($R_{19}C_8$) je žádoucí připojit k zesilovači co nejkratšími spoji – nejlépe přímo na desku s plošnými spoji.

Závěr

Zabývali jsme se některými méně obvyklými způsoby řešení výkonových zesilovačů. Praktickým výsledkem je pak konkrétní konstrukce, popsaná v druhé části článku. Konečným záměrem bylo navrhnout takové zapojení, které by mohl i teoreticky minimálně vybavený konstruktér bezpečně realizovat s precizně definovanými parametry a bez



Obr. 45. Příklad zapojení napájecího zdroje

většího přístrojového vybavení. Tyto cíle byly (podle autorova názoru) splněny.

Seznam součástek

Polovodičové prvky

Diody

D_1 KA501
 D_2 KA501
 D_3 KA501
 D_4 KA501
 D_5 KZ721

Tranzistory

T_1 KC507
 T_2 KF507
 T_3 KD601
 T_4 KF517
 T_5 KD601

Integrovaný obvod

IO₁ MAA504

Odpory (všechny TR 151)

R_1, R_2, R_{10} 18 k Ω
 R_3 0,22 M Ω
 R_4, R_7 1,8 k Ω
 R_5, R_6 150 Ω
 R_8 1,5 k Ω
 R_9 22 k Ω
 R_{11} podle potřeby (trimr 10 k Ω)
 R_{12} 5,6 k Ω
 R_{13}, R_{15} 680 Ω
 R_{14}, R_{16} 15 k Ω
 R_{17} vinutý, 0,3 Ω
 R_{18} TR 152, 680 Ω
 R_{19} TR 635, 22 Ω

Kondenzátory

C_1 TC 180, 1 μ F
 C_2, C_3 TC 180, 0,15 μ F
 C_4 TK 425, 470 pF
 C_5 TK 722, 18 pF
 C_6 TE 986, 100 μ F
 C_7 TK 417, 39 pF
 C_8 TC 180, 0,33 μ F

Ostatní

\mathcal{Z}_1 telefonní žárovka 12 V/50 mA
 Po_1 pojistka tavná 1,6 A

Literatura

- [1] Mexa tranzistor for audio power. Firemní literatura Mullard 1973.
- [2] Vliv vnitřního odporu zesilovače na činnost reproduktoru. Sdělovací technika 7/1960.
- [3] Příklady použití operačních zesilovačů MAA501 až MAA504. Firemní literatura TESLA Rožnov 1972.

- [4] Snížení parametru h_{21E} zatížením emitorového přechodu. Sdělovací technika 6/1972.
- [5] Vliv snižování h_{21E} na parametry integrovaného operačního zesilovače. Sdělovací technika 10/1972.
- [6] Operationsverstärker. Telekosmos Verlag: Stuttgart 1970.
- [7] Praxe a novinky nf techniky. Radiový konstruktér 5/1972.
- [8] Operační zesilovače. AR 1973.

Stereofonní kazetový magnetofon Graetz 304

V loňském roce byl uveden na trh stereofonní kazetový magnetofon firmy Graetz; má pro každý kanál zesilovač s koncovým stupněm o výkonu 1,5 W a dvě reproduktorové skřínky, které se při přenášení připevňují na zadní stěnu přístroje. Magnetofon je určen pro provoz ve svislé poloze. Na horní stěně jsou umístěna tlačítka pro volbu druhu provozu, na přední stěně je zásuvka pro kazetu, otevíraná dopředu, a čtyři tahové potenciometry pro řízení hlasitosti, nízkých a vysokých kmitočtů a vyvážení kanálů. Ve skřínce je také prostor pro uložení tří kazet. Magnetofon má přepínatelné korekce podle používaného pásku (Fe/Cr), automatické řízení úrovně při záznamu a elektronický obvod pro ochranu proti zacuchání pásku („band-salat“) a pro koncové vypínání. Výrobce udávané kmitočtové pásmo magnetofonu je 50 až 10 000 Hz (Fe), popř. 50 až 12 500 Hz (Cr); přeslech mezi kanály při stereofonním provozu je 30 dB, odstup šumu lepší než 45 dB, kolísání rychlosti menší než $\pm 0,2$ %. Zkreslení signálu je 5 % (Fe) nebo 3 % (Cr). Přístroj může být napájen buď z baterií (šest monočlánků) nebo ze sítě (220 V). Rozměry magnetofonu jsou $33 \times 22,5 \times 9,5$ cm, váha 3,3 kg, s reproduktory 4,9 kg. S přístrojem se dodává jedna kazeta, kabel pro záznam, síťový kabel; jako zvláštní příslušenství stereofonní mikrofón.

-jb-

Podle firemní literatury

Jakostní výkonový zesilovač **55 W**

Ing. Jiří Hanzlík

Důležitou částí většiny přístrojů v zařízeních techniky Hi-Fi je výkonový zesilovač. Nebudeme se zde zabývat různými aspekty návrhu výkonových zesilovačů, neboť tomuto tématu byl věnován *Radiový konstruktér* č. 5/1972, v němž byly navíc popsány i dvě konstrukce jakostních výkonových zesilovačů, které byly navrženy jak pro komplementární, tak i pro kvazikomplementární dvojici výkonových tranzistorů.

Tentokrát si popíšeme velmi jakostní zapojení výkonového zesilovače s komplementární dvojicí výkonových tranzistorů. (Zesilovač byl postaven v praxi jak s dvojicí zahraničních tranzistorů, tak i se vzorky čs. výkonových tranzistorů p-n-p — n-p-n. V obou případech zesilovač pracoval zcela shodně a to bez změny součástek. Čs. výkonový tranzistor p-n-p, křemíkový, se časem objeví i na našem trhu.) Popisovaný výkonový zesilovač je proti zesilovačům v *RK* 5/72 kvalitativně lepší konstrukcí, neboť je celý, od vstupní části až po koncový stupeň, řešen ve dvojčinném zapojení. Díky této koncepci splňuje popisovaný zesilovač stejné nároky, jaké jsou kladeny na profesionálně řešené výkonové operační zesilovače pro průmyslové aplikace. Celý zesilovač má stejnosměrnou vazbu mezi stupni. Přesná symetrie dvojčinného zapojení s diferenciálním vstupním stupněm přináší kromě jiného i velkou odolnost proti rušení i při ne zcela dokonale filtrovaném napájecím napětí. Vlivem symetrického zapojení pracuje zesilovač s velkou šířkou pásma a k potlačení kmitočtové nestability se vy-



stačí pouze s jedním kompenzačním členem *RC*.

Popis činnosti

Činnost zesilovače si osvětlíme na schématu zapojení na obr. 1. Signál se přivádí na vstup zesilovače přes potenciometr k regulaci hlasitosti (logaritmický, 10 k Ω).

Podle druhu zdroje signálu (korekční zesilovač např. s operačními zesilovači se souměrným napájením, nebo korekční zesilovač s nesouměrným napájením) může mít vstupní signál i určitou stejnosměrnou úroveň. Pak je ho třeba připojit přes vazební kondenzátor (vhodně polarizovaný); výstupní signál z korekčních obvodů se souměrným napájením lze připojit přímo ke „stejnosměrnému“ vstupu zesilovače. Dolní konec potenciometru hlasitosti je připojen na zem, kterou tvoří střed souměrného napájecího napětí.

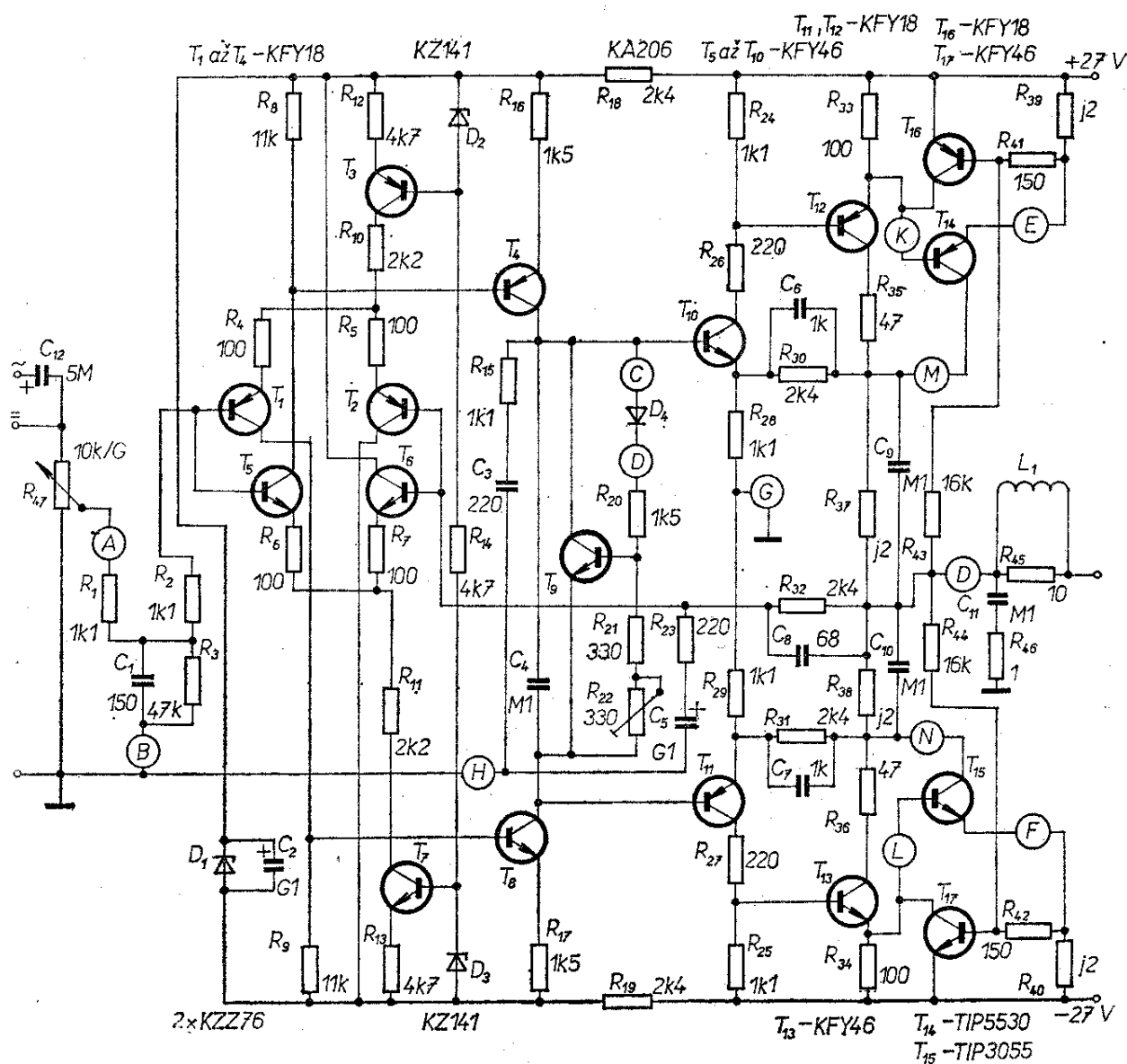
Ke zlepšení kmitočtové stability je vstup výkonového zesilovače připojen k běžci potenciometru přes dva v sérii spojené odpory, R_1 a R_2 . Střed těchto odporů je blokován proti zemi kondenzátorem C_1 , který je přemostěn odporem R_3 . Část zapojení s odporem R_1 a kondenzátorem C_1 tvoří integrační člen, který potlačuje přenos rušivých signálů, které je nežádoucí zesilovat zesilovačem (např. šum o kmitočtu řádu několika stovek kHz).

Vstupní část výkonového zesilovače spolu s prvním stupněm budiče je napájena zmenšeným napětím, které se získává z napájecího napětí Zenerovou diodou D_1 . Potřebné zmenšené napájecí napětí je asi 24 až 27 V – proto je jako D_1 zapojena dvojice Zenerových diod

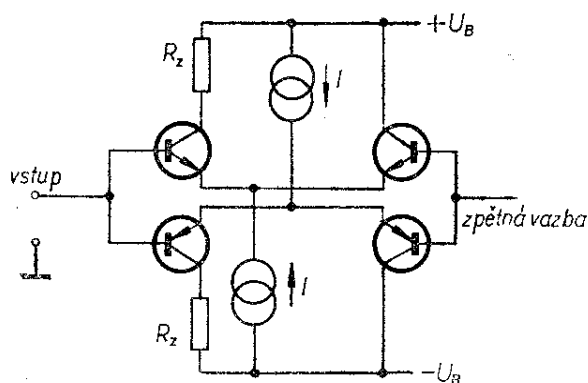
typu KZZ76 v sérii. Po výkonové stránce tyto diody zcela vyhoví; TESLA Piešťany vyrábí sice Zenerovy diody i pro napětí 24 V, takže by pak stačilo použít pouze jeden kus – ty jsou však určeny pro velké výkonové ztráty a byly by v zapojení nevyužity (po stránce povolené výkonové ztráty). Tyto robustní diody (např. KZ714) vyžadují také značný pracovní proud, a tím by se zvětšoval zbytečně klidový odběr proudu celého zesilovače.

Velmi důležitou částí výkonového zesilovače je vstupní zesilovač v kombino-

vaném diferenciálním dvojčinném zapojení. K pochopení činnosti vstupního zesilovače poslouží zjednodušené zapojení podle obr. 2. Z tohoto obrázku je vidět, že se celý zesilovač skládá ze dvou větví, ze dvou diferenciálních obvodů. Na vstup jednoho diferenciálního obvodu se přivádí zesilovaný budicí signál a na vstup druhého signál zpětné vazby. Každý z diferenciálních obvodů je ve dvojčinném zapojení s komplementární dvojicí tranzistorů. Každá dvojice tranzistorů se stejným typem vodivosti je napájena ze společného zdroje emi-



Obr. 1. Zapojení výkonového zesilovače.



Obr. 2. Zjednodušené zapojení dvojčinného diferenciálního vstupního zesilovače

torového proudu. Při kladné polaritě zesilovaného signálu a signálu zpětné vazby se oba signály sčítají na odporu R_8 , při záporné na odporu R_9 . Výhodou tohoto poměrně složitějšího zapojení je velmi dobrá linearita zesílení i při zpracování signálů s velkou dynamikou.

Napájení emitorů tranzistorů diferenciálních obvodů ze zdrojů proudu s velkou vnitřní impedancí a stabilizace napájecího napětí Zenerovou diodou D_1 velmi účinně omezují možnost uplatnění brumu a šumu napájecího napětí v zesilovaném signálu. To má za následek (kromě jiného), že i v nejnepríznivějším případě lze u zesilovače dosáhnout odstupů signálu od rušivého pozadí lepšího než 50 dB.

Při kladné polaritě vstupního signálu vede tranzistor T_5 (v zapojení se společným emitorem) a signál zpětné vazby se přenáší přes tranzistor T_6 (pracuje jako emitorový sledovač) do emitoru tranzistoru T_5 . Signál zpětné vazby se zesílí a objeví se na kolektoru T_5 (tranzistor v tomto případě pracuje v zapojení se společnou bází). Obě dvě napětí (vstupního signálu a zpětnovazební) se objeví s opačnou fází na kolektorovém odporu R_8 , kde se odečtou. Tímto rozdílovým napětím se řídí tranzistor T_4 . Při záporné polaritě signálu se obdobně získá rozdílové napětí na kolektorovém odporu R_9 a řídí se jím činnost tranzistoru T_8 .

Zdroj emitorového proudu pro tranzistory T_1 a T_2 je vytvořen obvodem

s tranzistorem T_3 . Kolektorový proud tohoto tranzistoru je nastaven odporem R_{12} a Zenerovou diodou D_2 . Zenerova dioda je typu KZ141 a byla vybrána tak, aby její napětí bylo asi 5,2 V; lze však použít i diodu s napětím v rozmezí 4,8 až 5,2 V (viz Radiový konstruktér č. 2/1974, str. 5) – podmínkou však je, aby stejné napětí měla i Zenerova dioda D_3 . V našem případě stačil pro uvedený typ Zenerových diod proud asi 4,3 mA k tomu, aby napětí na diodách bylo zcela konstantní. Emitorový proud tranzistoru T_3 určíme, odečteme-li od napětí Zenerovy diody úbytek napětí na emitorovém přechodu tranzistoru (v propustném směru). Rozdíl obou napětí pak dělíme odporem R_{12} – výsledkem je emitorový proud T_3 . Má-li tranzistor T_3 dostatečně velké proudové zesílení, můžeme zanedbat proud do báze T_3 . V našem případě pracuje tranzistor T_3 jako zdroj konstantního emitorového proudu asi 0,98 mA a to jako zdroj s velkou vnitřní impedancí.

Stejný proud dodává i tranzistor T_7 .

Jako poznámku k napájení vstupní části výkonového zesilovače dodejme, že ke zlepšení dynamického odporu Zenerovy diody D_1 je dioda přemostěna elektrolytickým kondenzátorem C_2 .

Diferenciální vstupní odpor vstupní části zesilovače je určen pracovním režimem vstupních tranzistorů (malé kolektorové proudy) a odpory v emitorech. V zapojení podle obr. 1 je tento odpor větší než 100 k Ω . Tzv. společný vstupní odpor, tj. odpor některého ze vstupů proti zemi, je vlivem zdrojů emitorového proudu a velkou vnitřní impedancí větší než několik set kiloohmů.

Z kolektorových odporů tranzistorů T_3 a T_7 se snímají signálová napětí s opačnou fází k řízení dvojčinného zesilovacího stupně s tranzistory T_4 a T_8 . Mezi kolektory těchto tranzistorů je zapojena část obvodu k zajištění teplotní stabilizace koncového stupně zesilovače. Ke stabilizaci se využívá zlepšeného zapojení proti zapojení, popsanému v RK 5/1972. V zesilovačích v uvedeném RK se jako čidlo používal tranzistor T_9 , u něhož se využívalo teplotní závislosti napěťového úbytku na emito-

rovém přechodu. Odporovým děličem se nastavil pevný úbytek napětí mezi bází a emitorem. Při oteplení se pak (při tomto pevně nastaveném úbytku napětí) zvětšoval proud emitoru. Změna proudu se zesílila a zmenšoval se dynamický i statický odpor mezi kolektorem a emitorem – výsledkem bylo, že se zmenšil úbytek napětí mezi emitorem a kolektorem tranzistoru T_9 . Tím se zmenšila klidová úroveň kolektorových proudů výkonových tranzistorů, které se přivřou. Při ochlazení chladiče je mechanismus této tepelné a elektronické záporné zpětné vazby opačný.

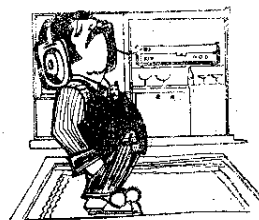
V popisované konstrukci výkonového zesilovače se k snímání teploty chladiče výkonových tranzistorů používá miniaturní křemíková dioda D_4 typu KA206. Místo tohoto typu lze použít i typ KA207. Dioda je zapojena v propustném směru a to spolu s odporem R_{20} mezi bází a kolektor tranzistoru T_9 . Mezi bází a emitor tohoto tranzistoru je zapojena dolní část děliče napětí s odpory R_{21} a R_{22} (odporový trimr). Změnou odporu R_{22} se nastavuje klidový režim tranzistoru T_9 . Zvětší-li se výkonové zatížení koncových tranzistorů T_{14} a T_{15} , oteplí se chladič, na němž jsou tranzistory připevněny. Dioda D_4 , která má tepelný kontakt s chladičem, se více otevře, čímž se zvětší proud do báze tranzistoru T_9 a současně se zvětší úbytek napětí mezi kolektorem a emitorem tohoto tranzistoru. Otevřením tranzistoru T_9 se zmenší klidový proud tranzistorů T_{10} a T_{11} . Zmenšením tohoto proudu se zmenší i klidové úbytky napětí na odporech R_{24} a R_{25} . Proto se poněkud přivřou i budicí tranzistory T_{12} a T_{13} a tím i výkonové tranzistory T_{14} a T_{15} . Sníží-li se teplota chladiče (ať již provozem v chladnějším prostředí nebo zmenšením výkonové ztráty na koncových tranzistorech), zvětší se napětí na diodě D_4 (v propustném směru) a tranzistor T_9 se poněkud uzavře. Tím se otevřou tranzistory T_{10} a T_{11} , budicí tranzistory T_{12} a T_{13} i koncové výkonové tranzistory T_{14} a T_{15} .

Důležitou podmínkou dobré teplotní stabilizace klidového kolektorového proudu výkonových tranzistorů je co

nejlepší tepelný kontakt mezi pouzdem diody D_4 a chladičem výkonových tranzistorů (s co nejmenším tepelným odporem a s co nejmenší časovou konstantou). Výkonové tranzistory je třeba umístit na společný chladič a diodu D_4 připevnit k chladiči mezi tranzistory. Obvykle bývá nejvýhodnější umístit diodu do malého hliníkového bloku a ten přišroubovat k chladiči. Plochu styku hliníkového bloku a chladiče je vhodné potříti silikonovou vazelinou, abychom dosáhli co nejlepšího přestupu tepla.

Ke zmenšení dynamického odporu tranzistoru T_9 je paralelně k jeho přechodu kolektor-emitor připojen kondenzátor C_4 .

Náchylnost zesilovače k oscilacím se kompenzuje sériovým článkem $R_{15}C_3$, který je zapojen mezi kolektor tranzistoru T_9 a zem. Tento způsob kmitočtové kompenzace je stejný, jako u operačních zesilovačů např. řady MAA500. Zařazením členu RC do obvodu vzniká záporná zpětná vazba, kmitočtově závislá. Od kmitočtu (nad horním koncem přenášeného pásma), od kterého je impedance kondenzátoru C_3 menší než zatěžovací impedance v kolektoru T_4 , se napěťové zesílení stupně začne zmenšovat s rychlostí 20 dB/okt. a zmenšuje se tak dlouho, dokud je impedance kondenzátoru C_3 větší (nebo stejná) než odpor R_{15} . Hlavním smyslem a úkolem podobné kmitočtově závislé záporné zpětné vazby je úprava vzájemné relace mezi amplitudovou a fázovou charakteristikou napěťového zesílení zesilovače. Touto vazbou se má dosáhnout toho, aby se při vyšších kmitočtech zmenšilo napěťové zesílení na 0 dB dříve, než dojde k natočení fáze napěťového zesílení o 180°. Jestliže by nebyla tato relace splněna, má zesilovač v přímé větvi (bez hlavní záporné zpětné vazby) na určitém vysokém kmitočtu při fázi napěťového zesílení 180° napěťové zesílení větší než 1 – čímž jsou splněny podmínky pro vznik oscilací. (Napěťový přenos ve smyčce, obsahující přímou zesilovací



větev a hlavní zpětnou vazbu je větší než 1, přičemž fáze ve smyčce je 0° .)

Čím má kondenzátor C_3 větší kapacitu a čím je odpor R_{15} menší, tím je větší stupeň kmitočtové stability. Volba těchto součástek závisí nejen na volbě celkového zapojení, ale především na mezním kmitočtu použitých tranzistorů. Obvykle platí, že čím větší je počet zesilovacích stupňů, příp. čím mají použité tranzistory vyšší mezní kmitočet, tím je zesilovač náchylnější ke kmitočtové nestabilitě – s tím je třeba při návrhu kompenzačních prvků počítat.

O kmitočtové kompenzaci se zmiňují obšírně proto, že při oživování zesilovače se musíme vždy vyvarovat rizika zničení koncových tranzistorů vlivem kmitočtové nestability. Zesilovač je poměrně složitý a na první pohled by nemuselo být každému jasné, jak potlačit případnou kmitočtovou nestabilitu. Je však třeba podotknout, že i přes značnou složitost je díky souměrnosti zapojení riziko kmitočtové nestability (oscilací) poměrně malé. Obvykle se při stavbě zesilovače vystačí s relativně malou kapacitou kondenzátoru C_3 – podle použitých tranzistorů stačí obvykle volit kondenzátor v rozmezí 220 až 470 pF.

Ke kolektoru a emitoru tranzistoru T_9 jsou připojeny báze tranzistorů T_{10} a T_{11} . Tyto komplementární tranzistory pracují v přesně souměrném zapojení, zesilují napětí (pracují v zapojení se společným emitorem). Kolektorový odpor je u obou tranzistorů složen ze dvou částí (snadněji se nastavuje klidový pracovní bod budících tranzistorů T_{12} a T_{13}). Emitory tranzistorů T_{10} a T_{11} jsou přes odpory R_{28} a R_{29} připojeny na zem. Do emitorů těchto tranzistorů jsou současně připojeny i odpory R_{30} a R_{31} . Pro přenos napěťových špiček jsou tyto odpory přemostěny kondenzátory C_6 a C_7 .

Budící tranzistory jsou s výkonovými tranzistory v Darlingtonově zapojení. Vhodný proud budícími tranzistory je nastaven volbou odporů R_{35} a R_{36} .

Za povšimnutí stojí, že koncové komplementární výkonové tranzistory pra-

cují jako napěťové zesilovače v zapojení se společným emitorem. U předchozích konstrukcí byly obvykle koncové tranzistory zapojeny jako emitorové sledovače, čímž se dosahovalo malé výstupní impedance, stupeň ovšem nezesiloval napětí. U tohoto výkonového zesilovače se zátěž připojuje do kolektoru výkonových tranzistorů – výstupní impedance je sice větší, ale koncový stupeň zesiluje signál napěťově. Protože se výsledné napěťové zesílení upravuje zápornou zpětnou vazbou a ta má vliv na výstupní impedanci, je v tomto zapojení výsledná výstupní impedance menší, než v běžných koncových stupních s koncovými tranzistory v zapojení jako emitorové sledovače.

Výkonové tranzistory jsou proti přetížení chráněny obvody s tranzistory T_{16} a T_{17} . Protéká-li při přetížení koncového stupně odpory R_{39} a R_{40} tak velký emitorový proud (koncových tranzistorů), že na nich vznikne úbytek napětí asi 0,6 V, ochranné tranzistory T_{16} a T_{17} se otevřou. Tím se zmenší napětí na odporech R_{33} a R_{34} , zmenší se budící napětí výkonových tranzistorů, a tyto tranzistory se uzavírají tak, dokud jejich emitorové proudy nedosáhnou předepsané velikosti. Jsou-li např. odpory R_{39} a R_{40} 0,2 Ω , je maximální emitorový proud koncových tranzistorů 3 A.

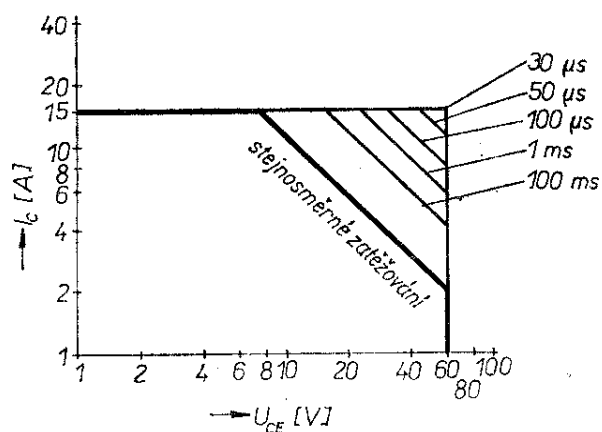
Tranzistory T_{16} a T_{17} jsou současně použity i k monitorování napětí na výstupu výkonového zesilovače. Mezi jejich báze a emitery se přivádí určitá pevná část napětí z výstupu (odporové děliče R_{41} až R_{44}). Bude-li na výstupu napětí větší než je povolené (např. vlivem indukční zátěže), tj. takové, které by mohlo způsobit tzv. druhý průraz, ochranné tranzistory se otevřou a přivřou se výkonové tranzistory. Přitom všeobecně platí, že se povolené závěrné napětí mezi kolektorem a emitorem zmenšuje při velkých proudech kolektoru. Součástky na obr. 1 platí přesně pro výkonové tranzistory MJ4502 a MJ802 fy Motorola a pro napájecí napětí koncových tranzistorů ± 40 V. Při menších napájecích napětích se bezpečnost ochrany zvětšuje – proto jsou součástky beze změny použity i pro zapojení s tranzistory, které

jsem použil ve vzorku s napájecím napětím ± 27 V (TIP5530 a TIP3055).

Ochranné tranzistory reagují na každou změnu pracovního režimu okamžitě, neboť v jejich obvodu nejsou žádné kondenzátory ani indukčnosti. Tranzistory omezují proud koncových tranzistorů bez jakýchkoli vedlejších účinků (např. vznik oscilací).

K omezení výstupního proudu přispívá i vazba z kolektorů výkonových tranzistorů přes odpory R_{30} a R_{31} do emitorů tranzistorů T_{10} a T_{11} . Při nadměrném zvětšení kolektorových proudů výkonových tranzistorů se zvětší i úbytky napětí na odporech R_{37} a R_{38} a tato změna se přenesení do emitorů tranzistorů T_{10} a T_{11} . Tyto tranzistory se uzavřou a v důsledku toho se uzavřou i tranzistory koncové dvojice. Větev s odpory R_{30} a R_{31} rovněž přispívá k symetrizaci koncového stupně zesilovače.

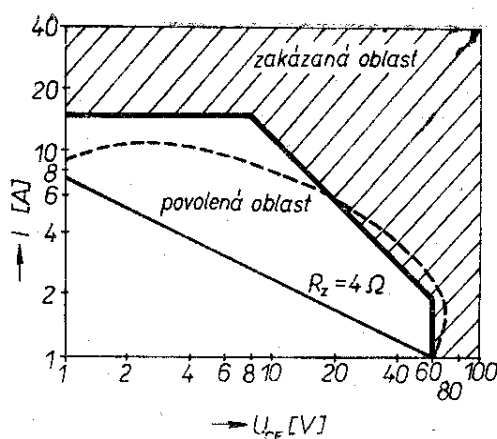
Vzhledem k důležitosti správného napěťového a proudového zatěžování koncových komplementárních tranzistorů se ještě jednou vracím k této problematice. U mnoha moderních reproduktorů a reproduktorových soustav je třeba uvážit při návrhu zesilovače i to, že při rezonanci na dolním konci pásma a při kmitočtech vyšších než 10 kHz představují pro výstup zesilovače indukční zátěž. Na této zátěži pak vznikají při přerušení nebo reverzaci proudu napěťové špičky, které se přičítají k napájecímu napětí a zvětšují tak napěťové namáhání výkonových tranzistorů. Podíváme-li se na tento problém i z druhé strany víme, že povolené závěrné napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistorů je nelineární funkcí kolektorového proudu. U tranzistorů TIP3055 a TIP5530 (Texas Instruments) se udává maximální závěrné napětí kolektor-emitor 60 V a maximální kolektorový proud 15 A. Tyto údaje však k návrhu zesilovače pro výše uvedené případy nestačí a proto výrobci udávají většinou i vzájemnou závislost mezi napětím kolektor-emitor a kolektorovým proudem graficky; pro uvedené tranzistory je tato závislost na obr. 3. Z této závislosti je zřejmé, že se při závěrném napětí 1 V povoluje proud 15 A a při napětí 60 V proud 2 A;



Obr. 3. Závislost mezi proudem kolektoru a napětím U_{CE0} u výkonových tranzistorů typu TIP3055 a TIP5530

údaje platí při teplotě pouzdra 25 °C. Při oteplení pouzdra se zatížitelnost samozřejmě zmenšuje. V grafu je navíc udána zatížitelnost pro stejnosměrné pracovní podmínky (tzv. trvalá zatížitelnost) a zatížitelnost pro dynamický režim, při němž závisí především na době namáhání. V grafu je vyznačen případ pro dobu namáhání 100; 1; 0,1; 0,05 a 0,03 μ s. Je logické, že se při kratší době namáhání zatížitelnost zvětšuje. U výkonového zesilovače se stejnosměrnou vazbou od vstupu až na zátěž je vhodné uvažovat stejnosměrné trvalé zatěžování. Lze tedy usuzovat, že se pro bezpečný provoz musí pracovní bod tranzistorů pohybovat uvnitř plochy, vymezené na obr. 3 osami napětí a proudu a křivkou trvalého zatěžování. Naopak musí být vyloučen takový pracovní režim zesilovače, který by umožňoval takovou činnost výkonových tranzistorů, při níž by byl současně překročen jak mezní kolektorový proud, tak i mezní napětí kolektor-emitor podle grafu na obr. 3.

Uvažme např. případ, kdy by bylo napájecí napětí ± 30 V a impedance zátěže (reproduktorů) 4 Ω . Do grafu na obr. 4 si zakreslíme zatěžovací přímku. Pro jednoduchost dalších úvah zanedbáme úbytky napětí na přechodech tranzistorů a na snímacích odporech. Jeden bod mezní zatěžovací přímky bude na napěťové ose v bodu 60 V a druhý



Obr. 4. Závislost mezi proudem kolektoru a napětím U_{CE0} se zatěžovací křivkou

bod na proudové ose v bodu 7,5 A ($30 \text{ V} : 4 \Omega = 7,5 \text{ A}$). Spojením těchto dvou bodů získáme zatěžovací přímku při zátěži 4Ω . Z obrázku pak snadno zjistíme, že celá zatěžovací přímka leží v povolené (bezpečné) pracovní oblasti. Protože však, jak jsme se již zmínili, mohou některé reproduktory mít pro výstup zesilovače charakter indukční zátěže, není zatěžovací charakteristika přímková, ale odpovídá přibližně křivce, nakreslené čárkovaně na obr. 4. Vidíme, že především v oblasti krajního bodu na napěťové ose se zatěžovací přímka dostává mimo bezpečnou oblast – důsledkem by mohlo být zničení výkonových tranzistorů. Jedinou možnou ochranou koncových tranzistorů v tomto případě je volba menšího napájecího napětí, např. $\pm 27 \text{ V}$. Při tomto napájecím napětí a při zátěži 4Ω však získáme stále dostatečný výstupní výkon, tj. 55 W.

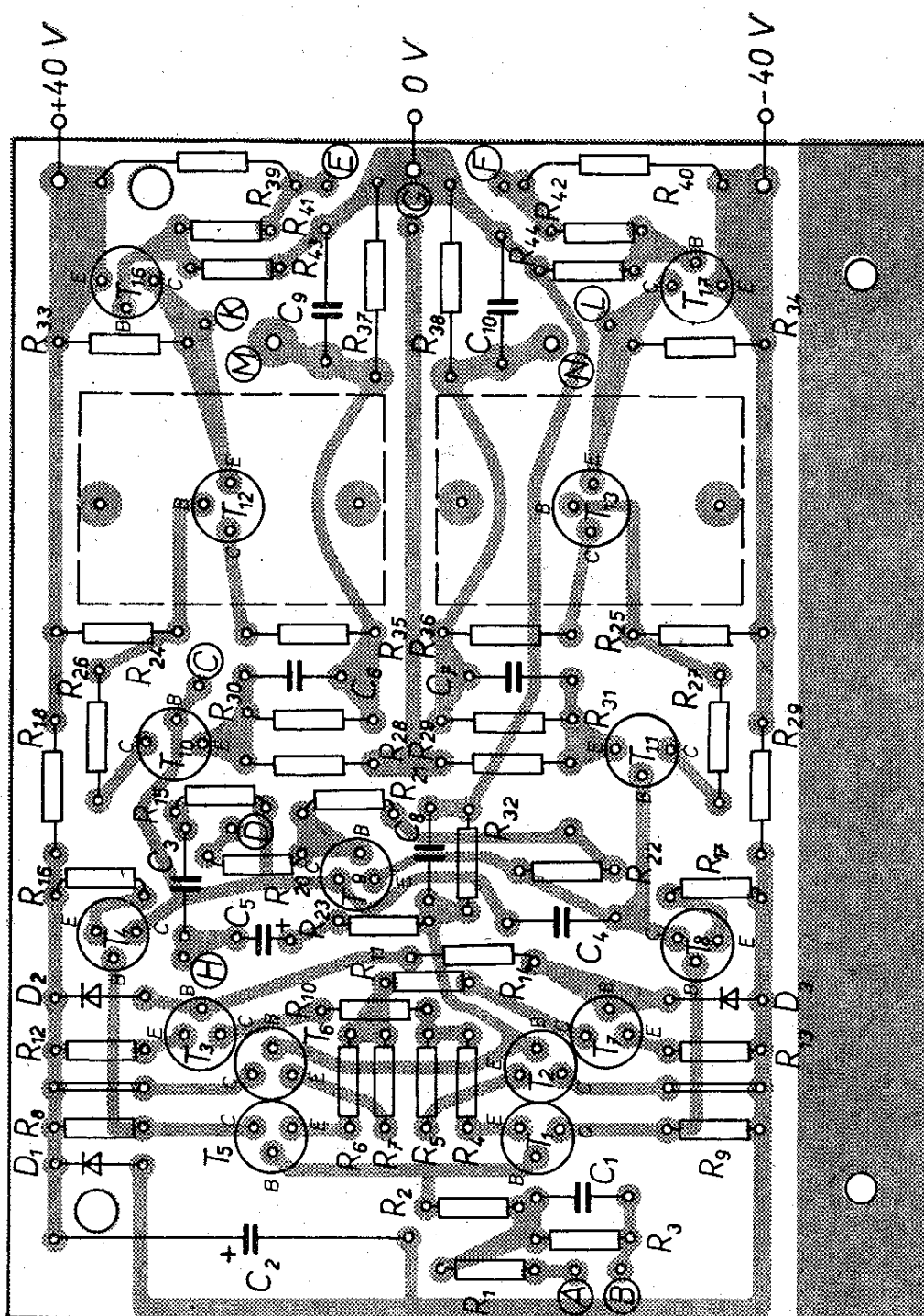
Napájecí napětí menší o 6 V spolu s úbytky na otevřených tranzistorech a na snímacích odporech zmenší celkové napěťové namáhání o 10 V; na tranzistorech nebude tedy větší napětí než 45 V a proudové špičky nebudou větší než asi 5,5 A. Za těchto pracovních podmínek je získána dostatečná rezerva (jak proudová, tak i napěťová) pro provozování zesilovače i při zátěži s charakterem indukční reaktance. Zatěžovací křivka nepřekročí nikde hranici povolené (bezpečné) oblasti.

Jak vyplývá z předchozí úvahy, nelze výkonové zesilovače navrhovat jen s ohledem na potřebný výstupní výkon, ale je třeba počítat i s ostatními činiteli, jako je např. druh použité zátěže, který má vliv na proudové a napěťové poměry u výkonových tranzistorů.

Jak jistě většina čtenářů již zjistila, v zahraničí se dává často také přednost reproduktorovým soustavám s větší impedancí, např. 8 nebo i 15 Ω . Je to m. j. proto, že jsou snadno dostupné tranzistory s větším závěrným napětím pro menší proudy. Při menších proudových vznikají relativně menší napěťové a proudové špičky na indukčních reaktancích reproduktorů a rovněž se zmenšují i výkonové ztráty na tranzistorech. Použijeme-li např. místo zátěže 4Ω zátěž 8Ω a chceme-li dosáhnout stejného výstupního výkonu, stačí, zvětšíme-li napájecí napětí asi o 40 % (je to proto, že ztráty na tranzistorech jsou, jak bylo již uvedeno, při menších proudových menší).

Koncová část zesilovače je kmitočtově kompenzována kondenzátorem C_8 (C_6), který je připojen paralelně k odporu R_{32} (R_{30}). Od kmitočtu, při němž je impedance kondenzátoru C_8 rovna nebo menší než odpor R_{32} , zmenší se napěťové zesílení se strmostí 20 dB/dek. Tento kmitočet je opět daleko za horním okrajem přenášeného kmitočtového pásma, v našem případě je vyšší než 1 MHz. Dalším kmitočtově kompenzujícím členem je Boucherotův člen C_{11} , R_{46} , který je umístěn mimo desku s plošnými spoji, nejlépe na konektoru pro připojení reproduktorové soustavy. Tento člen se uplatňuje jako tlumicí prvek při případných oscilacích koncového zesilovače v oblasti kmitočtů řádu jednotek MHz. Smyslem obou kompenzací je upravit vztah mezi amplitudou a fází napěťového zesílení přímé větve zesilovače při vyšších kmitočtech (mimo pracovní rozsah zesilovače) s ohledem na kmitočtovou stabilitu.

S ohledem na délku vedení k reproduktorům připojuje se do série s výstupem zesilovače paralelní člen L_1 , R_{45} . Cívku L_1 o potřebné indukčnosti získáme, navineme-li 10 až 15 závitů tlust-



Obr. 5. Deska s plošnými spoji zesilovače (J202)

šího měděného drátu (izolovaně) na tělísko odporu R_{45} , který je na zatížení 1 W. Jako odpor R_{45} je tedy nejvhodnější ten typ, který má jako povrchovou ochranu vypálený smalt.

Konstrukce zesilovače

Celý zesilovač lze umístit na jednostrannou desku s plošnými spoji, která

má rozměr 130×80 mm. Návrh desky a rozmístění součástek je na obr. 5. Mimo desku s plošnými spoji jsou umístěny pouze výkonové tranzistory T_{14} a T_{15} , dioda D_4 , kompenzační členy R_{46} , C_{11} ; R_{45} , L_1 a vazební kondenzátor C_{12} spolu s potenciometrem hlasitosti.

Na desce s plošnými spoji jsou dvě drátové spojky. Kromě odporů R_{39} ,

R_{40} , R_{37} a R_{38} jsou všechny součástky standardního provedení. Uvedené odpory jsou navinuty z odporového drátu, pečlivě změřeny a zapájeny do desky jako samonosné „cívky“. Tranzistory T_{12} a T_{13} mají kolem sebe na desce s plošnými spoji volný prostor, neboť se počítá s jejich umístěním na chladiče. Kondenzátory malých kapacit mohou být keramické nebo polystyrenové. Mimo tranzistorů KFY18 (KF517) a KFY46 (KF508) mohou být použity samozřejmě jakékoli zahraniční typy komplementárních tranzistorů s minimální výkonovou ztrátou (až na budící tranzistory T_{12} a T_{13}); lze použít i tranzistory v pouzdrech z plastické hmoty. Jako T_{10} a T_{11} musí být však vybrány typy s dostatečným závěrným napětím (alespoň 50 až 60 V).

Technické údaje zesilovače

Maximální sinusový výstupní výkon do zátěže 4Ω : 55 W.

Maximální sinusový výstupní výkon do zátěže 8Ω : 30 W.

Jmenovité napájecí napětí: ± 27 V.

Střední napájecí proud: 1,5 A.

Harmonické zkreslení při plném výstupním výkonu: 0,5 %.

Vstupní efektivní napětí pro plné vybuzení: 1,26 V.

Napětové zesílení (při výstupním výkonu 1 W): 11,8.

Vstupní impedance (typicky): 47 k Ω .

Výstupní impedance (typicky): 0,1 Ω .

Maximální výstupní efektivní napětí: 15 V.

Odstup signál/šum: 90 dB.

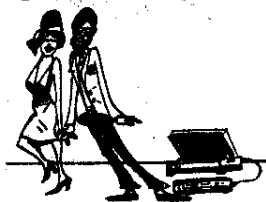
Klidový odběr proudu (střední hodnota): 25 mA.

Kmitočtová charakteristika (při 1 W): 20 Hz až 300 kHz.

Kmitočtová charakteristika (při 50 W): 20 Hz až 40 kHz.

Vestavěná ochrana: proti proudovému přetížení a proti napětovým špičkám na výstupu.

Údaje platí pro
napájecí napětí
 ± 27 V a zátěž
4 Ω !



Poznámky ke konstrukci a uvádění do chodu

K napájení je možno použít napájecí zdroj se souměrným výstupním stejnosměrným napětím. Síťový transformátor je nejlépe řešit se dvěma vinutími na sekundární straně a usměrňovač se dvěma můstkovými usměrňovači. Při návrhu stabilizátorů kladného a záporného napětí lze vycházet z informací v Radiovém konstruktéru č. 2/1974, kde lze najít pokyny pro návrh stabilizátoru s tranzistory i s integrovanými obvody MAA723.

Komplementární dvojici výkonových tranzistorů umístíme nejlépe na profilovaný chladič s plochou nejméně 150 centimetrů čtverečních. (Upozorňujeme, že jde o zahraniční tranzistory, které se v ČSSR neprodávají; skuteční zájemci je však mohou získat od inzerentů v AR, inzeráty s nabídkou prodeje se objevují relativně velmi často a cena nebývá přehnaná s ohledem na ceny tuzemských tranzistorů). Báze a emitory výkonových tranzistorů mohou být pájeny, nebo lze použít k jejich připojení i konektory. Ke spojení výstupu z desky s plošnými spoji (bod O V) a konektoru pro reproduktor je třeba použít izolované měděné lanko o průřezu asi 2 mm². Stejným způsobem je třeba připojit kolektory a emitory výkonových tranzistorů. K šasi (na zem) může být zesilovač připojen jen spojem na vstupu. Všechny další zemnicí body zesilovače je nutno připojit na zemnicí vývod filtračních kondenzátorů stabilizátoru (nebo usměrňovače, viz dále). Jsou to body, označené na schématu písmeny G a H. Tím se zajistí, že nevznikne ani brum vlivem proudových smyček z uzemňovacích vodičů, ani oscilace na impedancích společných vodičů.

Před osazováním desky s plošnými spoji je nutným požadavkem funkční kontrola součástek, především polovodičových prvků. Po osazení desky je třeba překontrolovat umístění součástek. (Pozor! Některé tranzistory mají překřížený vývod báze.) Tato pečlivost se vy-

platí, neboť každá chyba nebo opomenutí se vymstí většinou zničením polovodičových prvků – a to zničením jejich většího množství, neboť celý zesilovač je vázán stejnosměrně.

Při ožiování je vhodné dodržet určitý postup práce. Nejprve nastavíme napětí napájecího zdroje na ± 27 V. Použijeme raději nejprve externí stabilizovaný zdroj a celý zesilovač nastavíme před zabudováním do skříně alespoň předběžně. Před připojením napájecího napětí zkratujeme vstup zesilovače na zem. Pro začátek odpojíme i výkonové tranzistory a zátěž. Dále je třeba nastavit odporový trimr R_{22} na maximální odpor; to nám zaručí, že tranzistor T_9 bude otevřen a že budou proto zavřeny tranzistory T_{10} až T_{13} . Bod H (obr. 1) spojíme dokrátka s bodem G a s bodem B (země zesilovače).

Pak připojíme napájecí napětí 27 V (současně obě větve, kladnou i zápornou), střed napájecího napětí připojíme k zemi zesilovače. Má-li použitý napájecí stabilizovaný zdroj nastavenou proudovou pojistku, nastavíme ji zprvu na 50 až 100 mA. Po zapnutí napáječe kontrolujeme nejdříve odběr proudu, který by za těchto pracovních podmínek měl být menší než 15 mA. Voltmetrem zjistíme napětí výstupu proti zemi. Je-li úroveň napětí na výstupu nulová, nastavíme běžec odporového trimru do takové polohy, aby úbytek napětí na odporech R_{33} a R_{34} byl asi 0,55 V.

Po skončení těchto prací zkontrolujeme vstupní část zesilovače budícím signálem. Nf generátor připojíme na vstup (bod A , obr. 1) a na výstup připojíme osciloskop, v nouzi místo osciloskopu střídavý voltmetr nebo v nejhorším pouze Avomet, přepnutý na měření střídavého napětí. Tónový generátor nastavíme na kmitočet 1 kHz a postupně měníme jeho výstupní napětí od nuly až asi do 1 V. Je-li na výstupu osciloskop, můžeme kontrolovat linearitu výstupního napětí. Voltmetrem můžeme kontrolovat šířku přenášeného pásma (měníme kmitočet vstupního signálu). Je-li vše v pořádku, tzn. odpovídají-li údaje šířky pásma a linearita technickým údajům, je oživení zesilovače v zásadě skon-

čeno. Před připojením koncových tranzistorů se musíme ovšem přesvědčit měřením, že je zesilovač skutečně stejnosměrně dobře nastaven, neboť dynamické vlastnosti zesilovače vyplývají v podstatě automaticky (při jakostních součástkách) ze správně nastaveného stejnosměrného pracovního režimu.

Je-li při prvním zapojení odběr proudu větší, než jsem uvedl (tj. větší než asi 15 mA), znovu zkontrolujeme, je-li správně nastaven trimr R_{22} na maximální odpor. Je-li tomu tak, pak musíme kontrolovat správnost zapojení, příp. i jakost součástek. Je-li vše v pořádku, a je-li proud přesto větší než 15 mA, proměříme napětí v jednotlivých bodech zesilovače. Při tomto měření můžeme snadněji najít závadu uvědomíme-li si, že celý zesilovač je zapojen přesně symetricky. To znamená, že např. napětí na kolektorech doplňkových tranzistorů musí být stejná, avšak opačné polarity.

Obdobně si počínáme, nejdou-li nastavit úbytky napětí na odporech R_{33} nebo R_{34} , nebo není-li na výstupu nulové stejnosměrné napětí.

Je-li vše v pořádku, odpojíme napájecí napětí a připojíme výkonové tranzistory. Po připojení tranzistorů kontrolujeme nulovou úroveň výstupu a odběr proudu. Odporovým trimrem nastavíme odběr proudu ze zdroje asi na 25 mA. Pak můžeme zkontrolovat chování zesilovače při nesouměrnosti napájecího napětí. Jednu větev napájecího napětí zmenšujeme postupně až k nule a druhou napájíme jmenovitým napětím. Při těchto měřeních nemá být nikdy rozpojen vstup, buď ho zkratujeme na zem, nebo k němu připojíme nf generátor, který je nastaven na nulové výstupní napětí. Stejnosměrná úroveň výstupního napětí se nesmí měnit za těchto podmínek o více než 1 V (od nuly). Při měření vzorku zesilovače byla stejnosměrná úroveň výstupu maximálně 200 mV při úplném odpojení jedné větve napájecího napětí. Díky této vlastnosti zesilovače nemůže ani při nesymetrii napájecího napětí zesilovače dojít ke zničení reproduktorů. Velká necitlivost na souměrnost napájecího napětí je za-

jištěna diferenciálním zapojením vstupní části zesilovače.

Dále připojíme jmenovitou zátěž $4\ \Omega$ a Boucherotův člen a ověříme činnost zesilovače za jmenovitých pracovních podmínek. Bylo-li při předchozím nastavování vše v pořádku podle popisu, zaměříme se nyní na kontrolu kmitočtové stability zesilovače při větším vybuzení. K této kontrole potřebujeme nezbytně osciloskop. Zpozorujeme-li na obrazovce osciloskopu oscilace (modulovaný výstupní signál), je třeba podle dříve uvedených zásad zvětšit kapacitu kompenzačního kondenzátoru C_3 na $470\ \text{pF}$ (podle potřeby i více). Mnohdy mohou být oscilace způsobeny i nesprávným připojením zemí zesilovače (vodiče malého průřezu, smyčky z vodičů apod.). Překontrolujeme proto znovu zemnění a upravíme ho podle dříve uvedených zásad. Případně ještě kontrolujeme, neleží-li nestíněný vodič vstupního signálu v blízkosti výstupu nebo v blízkosti spoje výstup-zátěž, a netvoří-li náhodou smyčku. V nouzi použijeme jako přívod vstupního napětí co nejkratší stíněný vodič. Téměř vždy se ukáže, že některou z uvedených úprav oscilace zaniknou. S ohledem na teplotní stabilitu vyzkoušíme zesilovač i za provozu při plném výkonu po delší dobu (i když je nepravděpodobné, že bychom ho za těchto podmínek běžně používali – pokud nejsme členy nějaké hudební skupiny). Kromě uvedených měření a zkoušek můžeme samozřejmě podle možností a zájmu měřit i další parametry zesilovače jako odstup, zesílení, zkreslení při různých výstupních výkonech apod. Dodrželi-li se však všechny uvedené zásady pro stavbu a oživování, budou i tyto parametry odpovídat bez problémů parametrům, uvedeným v technických vlastnostech zesilovače.

Byl-li zesilovač ověřen pro zátěž $4\ \Omega$, lze ho pochopitelně provozovat i se zátěží $8\ \Omega$, maximální dosažitelný výkon se ovšem zmenší asi o 40 %.

K usnadnění práce je v následující tabulce přehled napětí v některých kontrolních bodech zesilovače. Napětí se mohou v různých zesilovačích mírně li-

šit vzhledem k tolerancím odporů a polovodičových součástek.

	C	B	E
T_1	-6 V	0 V	0,55 V
T_2	-10,6 V	0 V	0,55 V
T_3	2,6 V	5,8 V	6,4 V
T_4	1,4 V	6 V	6,6 V
T_5	6 V	0 V	-0,55 V
T_6	10,6 V	0 V	-0,55 V
T_7	-2,6 V	-5,8 V	-6,4 V
T_8	-1,3 V	-6 V	-6,6 V
T_9	1,4 V	-0,75 V	-1,4 V
T_{10}	25,5 V	1,3 V	0,4 V
T_{11}	-25,5 V	-1,3 V	-0,4 V
T_{12}	0,5 V	26 V	26,5 V
T_{13}	-0,5 V	-26 V	-26,5 V
T_{14}	0 V	26,5 V	27 V
T_{15}	0 V	-26,5 V	-27 V
T_{16}	26,5 V	27 V	27 V
T_{17}	-26,5 V	-27 V	-27 V

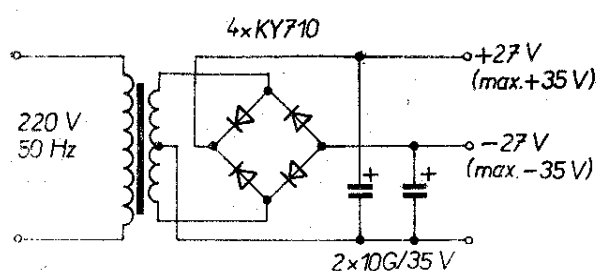
Všechny údaje jsou měřeny při napájecím napětí $\pm 27\ \text{V}$ přístrojem Avomet II proti zemi. Při měření v některých bodech se může zesilovač rozkmitat, což zkresluje výsledky měření. Doporučuji měřit proto napětí bez zátěže na výstupu.

Poznamenejme ještě, že zesílení zesilovače je nastaveno odpory R_{32} a R_{23} na 11,8. Je-li třeba upravit zesílení vzhledem k velikosti signálu z korekčních obvodů (je-li signál větší nebo menší, než je třeba k plnému vybuzení zesilovače), změníme odpor R_{32} . K výpočtu zesílení můžeme použít vztah

$$A_u = \frac{R_{23} + R_{32}}{R_{32}}$$

Pro většinu aplikací se vystačí se zesílením mezi 10 až 15. Mimo tuto oblast zesílení nebyl zesilovač prověřován a může hrozit vznik kmitočtové nestability, popř. se mohou měnit i některé parametry (vstupní odpor, zkreslení, stabilita apod.).

Otázku napájecího zdroje si musí vyřešit každý sám. Jak již bylo uvedeno, lze použít stabilizovaný zdroj se dvěma větvemi. Nebude-li zesilovač používán



Obr. 6. Zapojení zdroje souměrného nestabilizovaného napětí

s maximálním výstupním výkonem, lze k jeho napájení použít nestabilizovaný zdroj podle obr. 6. Podmínkou je, aby výstupní napětí zdroje při nevybuzeném zesilovači nepřekročilo asi 30 až 35 V. Pak při odběru, který odpovídá plnému vybuzení, bude napájecí napětí (podle tvrdosti napájecího zdroje, které závisí např. na použitém transformátoru) v mezích asi 23 až 27 V. Horší filtrace usměrněného napětí (vzhledem ke stabilizovanému zdroji) nebude na závadu, neboť zesilovač je na filtraci napájecího napětí značně necitlivý. Pokud ovšem chceme využít všech výborných vlastností zesilovače, je vhodné i za cenu podstatně vyšších nákladů použít k napájení stabilizovaný zdroj. Podrobnější zdůvodnění vhodnosti stabilizovaného zdroje k napájení zesilovačů vůbec lze najít opět v Radiovém konstruktéru č. 2/1972.

Zcela na závěr přeji všem zájemcům o stavbu zesilovače úspěch a připomínám znovu již dříve uvedenou zásadu: je třeba pracovat pečlivě, s rozmyslem a s předem změřenými součástkami.

Seznam součástek

Odpory (všechny TR 151), odporové trimry
potenciometry

$R_1, R_2, R_{15}, R_{24}, R_{25}, R_{28}, R_{29}$	1,1 k Ω
R_3	47 k Ω
R_4 až R_7, R_{33} a R_{34}	100 Ω
R_8, R_9	11 k Ω
R_{10}, R_{11}	2,2 k Ω
R_{12}, R_{13}, R_{14}	4,7 k Ω
R_{16}, R_{17}, R_{20}	1,5 k Ω
R_{18}, R_{19}, R_{30} až R_{32}	2,4 k Ω
R_{21}	330 Ω
R_{22}	trimr 330 Ω
R_{23}, R_{26}, R_{27}	220 Ω
R_{35}, R_{36}	47 Ω

R_{37} až R_{40}	vinuté, 0,2 Ω
R_{41}, R_{42}	150 Ω
R_{43}, R_{44}	16 k Ω
R_{45}	TR 636, 10 Ω /1 W
R_{46}	TR 636, 1 Ω /10 W
R_{47}	logaritmický potenciometr 10 k Ω

Indukčnosti

L_1 viz text

Kondenzátory

C_1	150 pF, styroflex nebo keramika
C_2	100 μ F/70 V, TE 988
C_3	TK 720, 220 pF
C_4, C_9, C_{10}, C_{11}	TK 750, 0,1 μ F
C_5	TC 941, 100 μ F/6 V
C_6, C_7	TK 720, 1 nF
C_8	TK 720, 68 pF
C_{12}	TE 984, 5 μ F/15 V

Tranzistory

T_1 až $T_4, T_{11}, T_{12}, T_{16}$	KFY18 (KF517)
T_5 až T_{10}, T_{13}, T_{17}	KFY46 (KF508)
T_{14}	TIP5530 (MJ4502)
T_{15}	TIP3055 (MJ802)

S tranzistory typu MJ lze použít napájecí napětí ± 40 V při zátěži 8 Ω . Mění se ovšem požadavky na závěrné napětí tranzistorů, především T_{10} a T_{11} .

Diody

D_1	2 kusy KZZ76
D_2, D_3	KZ141
D_4	KA206 (KA207)

Literatura

- [1] Radiový konstruktér č. 5/1972.
- [2] Radio-Electronics č. 12/1973.
- [3] Radiový konstruktér č. 2/1972.

Integrovaný přijímač

Konstrukci malého přenosného přijímače s kmitočtovým rozsahem 150 kHz až 3 MHz umožňuje nový integrovaný obvod ZN414 firmy Ferranti. Systém má 10 tranzistorů, pracuje s napájecím napětím 1,2 až 1,6 V, z baterie odebírá proud jen 0,5 mA. Jeho zesílení je prům. 72 dB. Na jedné křemíkové destičce obsahuje několikastupňový vf zesilovač, demodulátor a obvod pro samočinnné řízení zesílení (prům. 20 dB). Pro příjem kmitočtů AM potřebuje jen šest vnějších součástek. Vstupní citlivost při napájecím napětí 1,3 V je 50 μ V (závisí na Q použitých cívek), nf zkreslení je max. 2 %, šířka pásma 4 kHz, výstupní napětí efektivní min. 30 mV. SŽ

Podle podkladů Ferranti

VŠEOBECNÉ POZNÁMKY K NF ZESILOVAČŮM

Volba zesilovače, vhodného pro dané použití

Naši čtenáři, zvláště pak ti mladší anebo méně zkušení, se nás velmi často dotazují, jaký typ či druh zesilovače je vhodný pro určité použití. Protože na takovou otázku nelze odpovědět jednou větou, rádi bychom jí věnovali úvod našeho příspěvku. Tento problém je v podstatě shodný ať již zesilovač kupujeme, anebo se rozhodujeme k jeho stavbě.

Nejprve je nutné si uvědomit, že jakostní parametry, komfort obsluhy i velikost výstupního výkonu jdou ruku v ruce s pořizovací cenou zesilovače. A protože se domníváme, že není v žádném případě nezbytné pořizovat si zesilovač nadměrného výstupního výkonu, opatřeného všemi možnými finesami, pokusíme se kriticky srovnat a diferencovat nezbytnost a luxus.

Budeme-li používat zesilovač k reprodukci hudby v domácích podmínkách, budeme patrně ve všech případech uvažovat o stereofonním provedení, protože většina gramofonů je dnes schopna reprodukovat stereofonní záznamy a nakonec rozdíl mezi pořizovací cenou nebo nákladů na stavbu mezi monofonním nebo stereofonním přístrojem není natolik výrazný, aby se možnost stereofonní reprodukce nevyplatila.

Výstupní výkon zesilovače budeme volit nejen s ohledem na velikost prostoru, v němž budeme hudbu reprodukovat, ale také podle typu použitých reproduktorových soustav. Rádi bychom zde zdůraznili to, co se mnohým začátečníkům zdá paradoxní – že při použití malých reproduktorových soustav musíme nutně počítat s větším výkonem zesilovače a naopak – při použití rozměrných soustav osazených reproduktory velkých průměrů stačí k vyvolání určitého akustického tlaku menší výkon zesilovače. Vyplývá to zcela zákonitě z menší účinnosti soustav, osazených speciálními reproduktory (např. typu ARZ nebo ARN).

Výhodným doplňkem pro mnohé posluchače je i možnost připojit sluchátka samostatným konektorem a současně odpojit reproduktorové soustavy.

Z ovládacích prvků bychom zdůraznili především nutnost regulátoru hlasitosti s fyziologickým průběhem. Bez něho se totiž velmi těžko podaří zajistit dojem vyrovnaného kmitočtového rozsahu reprodukce při různé hlasitosti. Nezbytným doplňkem jakostního zesilovače jsou též oddělené regulátory výšek a hloubek. Naproti tomu se však domníváme, že regulátory, které umožňovaly regulaci zisku ve více pásmech (objevovaly se svého času nejen v amatérských konstrukcích, ale i u několika továrních výrobků) byly pouze módní záležitosti, běžnému uživateli přinášely však spíše problémy než užitek. S pozoruhodnou tvrdošíjností se u stereofonních zesilovačů udržuje regulátor vyvážení, označovaný též jako „balance“. Jeho použití je více než sporné. Stereofonní nahrávky jak z rozhlasu, tak i z gramofonových desek jsou bezesporu vyvážené. Změní-li se výstupní signál jednoho kanálu proti druhému, pak se obvykle jedná o závadu v zesilovači anebo ve snímacím systému a je ji třeba nalézt a opravit, nikoli kompenzovat tímto regulátorem (protože navíc ani většinou nevíme, není-li „balance“ kmitočtově závislá). Domníváme se tedy, že regulátorem vyvážení můžeme na nejvyšší korigovat směrový vjem, neposloucháme-li stereofonní reprodukci stejně vzdáleni od obou reproduktorů. Ale to snad stačí si jednoduše předsnout!

Stejně neúčelné se nám zdají i filtry, jimiž jsou vybaveny některé zesilovače. Pořizujeme-li si zesilovač vlastností Hi-Fi, pak těžko předpokládáme reprodukci natolik zničené desky, že bychom byli nuceni ostře odřezávat vyšší kmitočty, abychom odstranili zkreslení a šum. I když by však náhodně k podobnému případu došlo, pak ostré filtry skutečně pomáhají, ovšem musí mít směrnici

útlumu alespoň —30 dB/okt. Takovou směrnicí však žádný filtr komerčních zařízení nemá. Strmost filtrů bývá většinou nejvýše —12 dB/okt. a to pro splnění daného požadavku v žádném případě nepostačuje.

U některých zesilovačů se též setkáváme s překombinovanými voliči funkce jako stereo, mono L, mono P, L a P paralelně atd. I to považujeme za zcela zbytečné a komplikované. Stereofonní zesilovač musí mít pouze přepínač stereo-mono, kterým se v poloze mono již na vstupu propojí oba kanály. To je vše.

Naproti tomu je však velmi důležitý přepínač vstupů. Tento přepínač musí umožňovat volbu libovolného zdroje signálu, aniž by bylo nutné přepojovat konektory na zadní stěně zesilovače. Běžně se počítá s těmito zdroji signálu: gramofon, magnetofon, tuner. U některých zesilovačů lze navíc přepínat vstup pro gramofon při použití amplitudového (krystal, keramika) nebo rychlostního (magnetodynamického) systému vložky. Tato možnost ovšem předpokládá zařadit korekční zesilovače do obou kanálů, což samozřejmě zvyšuje cenu zesilovače. Kdo chce dříve či později vlastnit gramofon s magnetodynamickým snímacím systémem, měl by s touto možností již počítat, protože před časem tyto korekční předzesilovače byly běžné na trhu, v poslední době však již z obchodů vymizely a není naděje, že by byly opět vyráběny. Mít proto zesilovač s předzesilovačem pro magnetodynamický snímací systém je většinou žádoucí, obzvláště proto, že nikdo, komu záleží na době života a jakosti gramofonových desek, by neměl používat krystalové snímací systémy.)

Některé zesilovače mají též vstupy pro připojení mikrofону, avšak ani to se nám nezdá pro všeobecné použití vhodné a hlavně nezbytné.

Základní vlastnosti a parametry zesilovačů

Výstupní výkon

V době, kdy se jako aktivní stavební prvky pro zesilovače používaly elek-

tronky, byly z ekonomických důvodů zesilovače navrhovány velmi úsporně, pokud jde o výstupní výkon. Zesilovače s výkonem větším než asi 10 W byly nadměrně těžké, neboť se v nich musely používat rozměrné výstupní transformátory (totéž platilo i o transformátorech síťových). Proto byly velmi rozšířeny nejružnější druhy zpětných vazeb (často kombinace vazeb záporných a kladných), které měly za účel nejen zmenšit zkreslení při plném dosažitelném výkonu, ale také zajistit potřebnou malou vnitřní impedanci výstupu zesilovače, důležitou pro jakostní reprodukci (maximální ztlumení reproduktorových systémů). Protože náš příspěvek je určen především čtenářům s menšími zkušenostmi a čtenářům začínajícím, rádi bychom zdůraznili rozdíl mezi vnitřní a zatěžovací impedancí zesilovače. Vnitřní impedance je udávána v ohmech a laicky řečeno, vyjadřuje „tvrdost“ zdroje signálu. Zatímco u elektronkových zesilovačů bylo vždy poměrně obtížné „udržet“ ji na přijatelně malé velikosti, tranzistorové koncové stupně v běžných zapojeních dovolují poměrně snadno dosáhnout vhodné vnitřní impedance, která má být nejvýše 1/10 až 1/20 zatěžovací impedance. Je jasné, že čím je vnitřní impedance menší, tím je výstupní napětí „tvrdší“, nemění se připojením zátěže a navíc výrazně ztlumuje reproduktory a tím potlačuje jejich nežádoucí zákmitu.

Zatěžovací impedance – rovněž v ohmech – určuje optimální velikost zátěže, při níž je zesilovač schopen odevzdat maximální výkon. Připojíme-li k zesilovači zátěž o menší nebo větší impedanci než je jmenovitá, zmenší se velikost výstupního výkonu, kterou je zesilovač schopen do zátěže odevzdat. V této souvislosti je třeba připomenout, že u zesilovačů osazených tranzistory nesmíme – pokud bychom využívali maximálního výkonu – zmenšit zatěžovací impedanci značně pod jmenovitou velikost, neboť pak by se velkým proudem mohly poškodit koncové tranzistory. Totéž platí ve zvýšené míře o zkratu na reproduktorové lince. Mnohé zesilovače jsou sice opatřeny

tzv. protizkratovými pojistkami, ale i u některých z nich může dojít ke zničení polovodičů při zkratu na výstupu za plného vybuzení.

Výstupní výkon vyjádřený ve wattech je pochopitelně vztažen k určité přípustné maximální velikosti zkreslení. To se výrazněji projevovalo u elektronkových zesilovačů, u nichž se se zvětšujícím se výstupním výkonem zvětšovalo zkreslení relativně pomalu. U tranzistorových zesilovačů dochází naopak od určitého výstupního výkonu k poměrně velmi rychlému růstu zkreslení (ostřejší ohyb charakteristiky), takže rozdíl v odevzdaném výkonu při zkreslení 1 % anebo 5 % není podstatný.

Poslední upozornění se týká nejednotnosti v označování výstupního výkonu. Kdysi byl používán zcela jednotný a také jednoznačný a souměřitelný údaj, který předpokládal, že se výstupní výkon měří za běžného provozu sinusovým signálem. Vstupní napětí zesilovače (sinusový signál) se zvětšovalo tak dlouho, dokud zkreslení výstupního napětí na příslušné zátěži nedosáhlo předepsané maximální velikosti. Z velikosti výstupního napětí a zatěžovací impedance pak vyplýval i maximální výstupní výkon.

Mnozí výrobci však ve snaze dosáhnout pro své výrobky lepších odbytových možností zavedli nejrůznější způsoby měření tzv. hudebních výkonů (měření krátkodobá, za použití externích tvrdých napájecích zdrojů atd.), která dávají výstupní výkony větší o 20 a dokonce i o 100 %. I když tyto metody lze určitým způsobem zdůvodnit, nepovažujeme je za seriózní (stejně tak i údaje, jimi získané).

Pro běžné poslechové prostory našich bytů ve spojení s běžnými reproduktory soustavami dokonale postačí sinusový výstupní výkon 2×8 až 2×15 W.

Zkreslení

O vzájemném vztahu zkreslení a výstupního výkonu jsme již mluvili v předchozím odstavci. Je třeba si znovu uvědomit, že zkreslení při reprodukci je proměnná veličina a že zkreslení, výrobcem udávané, platí převážně pouze pro ma-

ximální výkon. Pokud ovšem tohoto maximálního výkonu nevyužíváme, tedy pokud reprodukuje signál menší hlasitosti, pak bude zkreslení mnohem menší než při maximálním výkonu. Zkreslení při malých výkonech bývá obvykle zcela zanedbatelné, k jeho prudkému zvětšení dochází právě na hranici maximálního výkonu. Bylo konáno mnoho zkoušek, při nichž bylo snahou zjistit, jak velké harmonické zkreslení se stává pozorovatelným a tudíž začíná vadit. Výsledky těchto zkoušek prokázaly, že základní vztahy k určení zkreslení a jeho poznatelnosti lze definovat velmi obtížně. V některých případech – třeba u sólového nástroje – vůbec nevadilo zkreslení až 10 %, pokud se ovšem jednalo o zkreslení čistě harmonickými kmitočty (přítomnost nežádoucích kmitočtů v násobcích základního – tedy oktávách). Naproti tomu však zkreslení komplexních zvukových signálů (kdy docházelo k výrazným zkreslením intermodulačním) bylo poznatelné již podstatně dříve. Přitom na celkovém dojmu z reprodukce se jistě podílí i vliv magnetického záznamu (interference signálů vysokých kmitočtů se signálem předmagnetizace), neboť magnetofon bývá většinou neoddělitelnou částí celého reprodukčního řetězu. Tato problematika je natolik složitá, že v tomto všeobecném pojednání ji nelze probrat podrobněji. Jedno je však jisté, že totiž zkreslení zesilovače, i kdyby při maximálním výkonu dosáhlo 5 %, se nebude při běžné hlasitosti poslechu nepříznivě podílet na výsledném reprodukčním dojmu. Z vlivu zkreslení zesilovače na jakost reprodukce není třeba mít obavy, protože u moderních zesilovačů je (bez velkých problémů) zaručeno zkreslení nejvýše 1 až 2 %.

Odstup

Odstupem rozumíme poměr mezi napětím U_{\max} na zátěži zesilovače při maximálním výkonu a mezi zbytkovým napětím U_{zb} rušivých signálů na výstupu



bez modulace. Tento poměr se vyjadřuje shodně jako u jiných elektroakustických zařízení ve tvaru:

$$\text{odstup} = 20 \log \frac{U_{zb}}{U_{\max}}$$

a udává se v dB se záporným znaménkem.

Zajistit dostatečný odstup u tranzistorových zesilovačů je rovněž podstatně snadnější, než tomu bylo u elektronkových. Odstup celého zesilovače je určen přirozeně odstupem jeho nejcitlivějšího obvodu. Samotné koncové stupně (regulátor hlasitosti na nule) dávají odstup kolem -90 dB. Gramofonní vstup při nastavení regulátoru hlasitosti tak, aby jmenovité napětí na vstupu dávalo plný výstupní výkon, musí zaručit odstup alespoň -70 dB. Pokud bychom měli k dispozici mikrofonní vstup, pak vzhledem k potřebné citlivosti bude odstup -50 dB považován za vyhovující. Netřeba připomínat, že při měření odstupů je třeba vyřadit všechny případné filtry; rovněž všechny prvky, které by mohly ovlivnit linearitu kmitočtové charakteristiky, musí být buď v neutrální poloze, nebo vyraženy.

Fyziologická regulace hlasitosti

Již v úvodu jsme se zmínili o požadavku fyziologické regulace hlasitosti. Fyziologická regulace pracuje správně tehdy, je-li v každé poloze regulátoru kompenzována kmitočtová závislost subjektivního vjemu hlasitosti podle tzv. Fletcher-Munsonových křivek. Fyziologická regulace se používá proto, protože celé kmitočtové pásmo vnímáme vyrovnaně pouze při maximální hlasitosti. Se zmenšující se hlasitostí klesá subjektivní vjem hlasitosti hlubokých a nejvyšších tónů rychleji, než kmitočtů středních. To se v praxi řeší vhodným obvodem u regulátoru hlasitosti tak, aby tento obvod při poloze regulátoru na maximum neovlivňoval kmitočtovou charakteristiku zesilovače. Blíží-li se však běžec regulátoru do dolní polohy, pak jsou obvodem postupně zdůrazňovány hluboké i nejvyšší kmitočty (někdy

pouze hluboké). Aby však tato fyziologická regulace pracovala správně, předpokládá to nejen určité optimální rozmezí velikosti vstupního signálu, které je ovšem dané jmenovitou citlivostí každého vstupu, ale, a to především, i shodnou úroveň výstupů kupř. z gramofonu, magnetofonu a je-li připojen i tuner, tedy i z něho. Jinak řečeno: pro určitou hlasitost reprodukce musí být poloha regulátoru hlasitosti stejná pro všechny uvedené zdroje signálu. Kdybychom třeba pro reprodukci z magnetofonu museli vytočit regulátor hlasitosti podstatně více, než při reprodukci z gramofonu, pak by se přehrávka z gramofonu na magnetofon, reprodukovatelná následně z magnetofonu, zdála chudší v hloubkách (i výškách), protože vlivem odlišné polohy běžce regulátoru hlasitosti k dosažení stejné reprodukční hlasitosti by se změnila i kmitočtová charakteristika celého přenosového řetězu. Je proto výhodné upravit výstupy všech zdrojů signálu tak, aby při přepnutí voliče vstupů a při nezměněné poloze regulátoru zůstávala hlasitost reprodukce stejná.

Pro fyziologickou regulaci se používají jak velmi jednoduchá zapojení s jednou odbočkou na potenciometru a několika součástkami, tak poměrně komplikovaná zapojení s několika odbočkami na potenciometru a s množstvím součástek.

Korekce kmitočtové charakteristiky

Jak jsme již naznačili v úvodu, považujeme základní korekční prvky pro změnu úrovně hlubokých a vysokých kmitočtů za nezbytnou součást kvalitního zesilovače. Nejde pouze o to, aby bylo možno těmito prvky upravit charakter reprodukce podle osobního vkusu posluchače, ale regulátory jsou velmi důležité i pro korigování akustických vlastností různých reproduktorových soustav a akustických vlastností poslechových prostorů. Je si třeba uvědomit, že – jako v mnoha případech – i při reprodukci hudby v domácím prostředí hraje velmi důležitou roli návyk na určitý charakter reprodukce, který může být velmi často hodně vzdálen dojmu ze

skutečného živého poslechu. Právě vzhledem k tomuto subjektivnímu posuzování výsledného efektu nedoporučujeme vícepásmové korekce, neboť i když je teoreticky možné přiblížit se lépe jejich pomocí požadovanému charakteru reprodukce, v rukou méně zkušeného posluchače mohou způsobit pravý opak. Každý zesilovač by měl být proto opatřen základními korekcemi hlubokých a vysokých kmitočtů, konstruovanými běžným způsobem (s měnící se směrnici od daného dělicího kmitočtu) s možností zdůraznit anebo potlačit mezní kmitočty na okrajích přenášeného pásma alespoň o 12 dB. Velmi výhodné je takové konstrukční provedení, které kupř. stupnicí nebo jiným dělením umožňuje reprodukovatelnost určitého nastavení. Je totiž známo, že ačkoli jsou gramofonové desky nahrávány prakticky shodnými záznamovými charakteristikami, přesto výsledný hudební dojem kmitočtového vyvážení závisí též podstatnou měrou na vkusu zvukové technika. Proto jsou velmi často k dispozici takové desky, u nichž teprve menším či větším korekčním zásahem dosáhneme (pro určité poslechové podmínky) optimálního efektu.

Reproduktorové soustavy

Tento nesporně velmi důležitý článek celého reprodukcího elektroakustického řetězce doznal v posledních letech pronikavých změn. Před deseti až patnácti lety nikdo nepovažoval za kvalitní reproduktorovou soustavu takovou soustavu, která měla obsah menší než 100 litrů. Platil nepsaný zákon, že čím větší fanatik reprodukované hudby, tím větší reproduktorová skříň. S tehdy používanými reproduktorovými systémy to skutečně jinak nebylo možné. Např. kruhové reproduktory velkých rozměrů řady ARO 7... měly rezonanci často mezi 70 až 100 Hz a není tak dávná doba, kdy ti, kteří stavěli soustavy s těmito reproduktory, zmenšovali mechanickým způsobem i např. silikonovými oleji tuhost membrán, aby snížili vlastní rezonanci systému. Jestliže pak chtěli dosáhnout co nejnižšího dolního mez-

ního kmitočtu, musela mít použitá skřín skutečně obsah minimálně 80 l. Zavedení moderních reproduktorů s velkým zdvihem mimořádně poddajně uložené membrány přineslo podstatné změny v konstrukci reproduktorových soustav. Dnešní soustavy s objemem skříně 40 l mají vlastnosti, o nichž se majitelům starých obřích konstrukcí ani nesnilo. I když možná další řádky vzbudí určitou nelibost mezi skalními zastánci techniky Hi-Fi, přesto si dovoluji tvrdit, že pro vyhovující a kvalitní poslech při hlasitostech, které se v běžných bytech považují za přijatelné, naprosto dokonale vyhovují soustavy i o objemu kolem 5 l a vůbec to nemusí být špičkové zahradniční výrobky – tyto požadavky bohatě splní i tuzemské typy soustav, např. ARS 810. „Ono je to s těmi soustavami vůbec velmi problematické.“ Před několika lety byly při různých příležitostech posuzovány zahraniční soustavy různých výrobců: Goodmans, AR, Fisher, Isophon a mnoha dalších. Prokazatelné a jisté bylo pouze to, že se všechny soustavy lišily do určité míry odlišným charakterem reprodukce. U posluchačů pak v naprosté většině případů docházelo k nejednotnosti v hodnocení subjektivního dojmu. Kromě toho posuzování těchto soustav v jiném reprodukcího prostředí přineslo opět zcela odlišné výsledky. Je to konečně zcela pochopitelné, protože akustické vlastnosti poslechového prostoru se přímo podílejí na výsledném reprodukcího dojmu. Pokusíme se to lépe objasnit na jednom z mnoha případů: např. soustava, která výrazně reprodukovala hloubky, byla v poměrně zatlumeném reprodukcího prostoru hodnocena výborně právě v této kmitočtové oblasti. Tataž soustava umístěná v poměrně nezatlumeném prostoru s pravděpodobností výskytu stojatých vln byla proti druhým hodnocena zcela záporně, neboť její reprodukce v hloubkách se zdála „zaduněná“ a slitá. Známe též ne jeden případ, kdy si někdo pořídil zařízení shodné s tím, které slyšel u známého a doma byl rozčarován jiným reprodukcího dojmem. Nejprve se pochopitelně každý v takovém případě domnívá, že

se jedná o závadu v některém dílu, posléze se však obvykle zjistí, že závada je v akustických vlastnostech poslechového prostoru. Ne ve všech případech je možné odstranit závady poslechového prostoru jednoduchým způsobem. Je velmi dobré, jestliže ten, kdo si poslechový řetěz pořizuje, na tyto skutečnosti nezapomíná.

Další, poměrně často až příliš jednoznačně řešenou otázkou, je umístění reproduktorových soustav. Domníváme se, že umístění reproduktorových soustav může být naprosto libovolné, pokud jsou splněny základní požadavky: tj. přibližně symetrické uspořádání podél některé osy místnosti, nepřilíživě odlišné vlastnosti obou bočních stěn pokud jde o akustické tlumení, a místo pro posluchače přibližně v prostoru, který je od obou soustav stejně vzdálen. Přitom není rozhodující, jsou-li reproduktory blízko země, anebo ve výšce. To by mohlo mít vliv výhradně na výsledný vjem hlasitosti nejvyšších vyzařovaných kmitočtů, protože úhel, v němž jsou z reproduktorů vyzařovány vysoké kmitočty, nebývá příliš široký.

V této souvislosti bychom rádi upozornili na důležitou skutečnost, která plně podporuje nedůležitost výškového postavení reproduktorů. Jsou známy četné vědecké pokusy, prokazující výrazný vliv zraku na lokalizaci zvukového zdroje. Abychom tuto tematiku zbytečně nerozšiřovali, můžeme si to dokázat jednoduchým pokusem. Při reprodukci zvukového filmu postavme reproduktor vedle plátna tak, že bude vzdálen od plátna více než jeden metr. Mluví-li na obraze osoba na vzdálenější straně a vzdálenost mezi ní a reproduktorem bude tedy dokonce 2 až 3 m, nenapadne nás ani v nejmenším, že by hlas nevycházel z jejích úst, ale z jakéhosi zdroje téměř tři metry vzdáleného. Kdyby však obraz zmizel, bez velkých potíží bychom určili místo, v němž je reproduktor umístěn.

Zcela shodný pokus byl před lety proveden s maskovanými hrajícími soustavami přímo u země a s viditelnými nehrajícími ve výšce asi 120 cm. Ani jediný posluchač sedící v průměrné

vzdálenosti nelokalizoval zvuk zdola. Někteří se dokonce hádali, když jim bylo řečeno, že hrající soustavy byly právě ty u země za záclonou.

Sluchátka

Je nesporné, že moderní sluchátka pracující na dynamickém principu umožňují posluchači reprodukční vjem mimořádné kvality. Jako mnoho podobných zařízení, mají jak své nadšené zastánce, tak i důrazné odpůrce. Zastánci poslechu na sluchátka vyzdvihují pouze výhody sluchátek a tvrdí např., že lze dosáhnout takové subjektivní kvality, kterou jsou stěží schopny poskytnout nejlepší reproduktorové soustavy, dále že použití sluchátek eliminuje vlivy poslechového prostoru a to nejen proto, že se nemohou v reprodukci projevit jeho nedostatky, ale také proto, že je posluchač sluchátky jaksi akusticky oddělen od vnějších rušivých vlivů. A v neposlední řadě prohlašují, že se mohou oddávat sebehlasitějšímu poslechu v libovolné denní i noční době, aniž by rušili své okolí.

Naproti tomu odpůrci, ač nemohou popřít skutečnosti, které jsou nesporné, uvádějí jako hlavní nedostatek sluchátek, že při poslechu nemají dojem pravdivé reprodukce, neboť většinou každý posluchač má pocit, jako by se nalézal uprostřed orchestru, přičemž nástroje jsou výrazně rozděleny do skupin po jeho levé a pravé straně. Často je slyšet i tvrzení, že právě pro tento výrazný stereofonní efekt je poslech na sluchátka oblíben u mnoha posluchačů, jimž záleží více na formě než na obsahu.

Další námitkou proti sluchátkům bývá alergie vůči déletrvajícím poslechům. Pro mnohé posluchače jsou sluchátka nepříjemná, potí se jim pokožka hlavy, cítí se „uvázaní“ a vadí jim i nepřírodní kontakt s okolím. Kromě toho celý zvukový zdroj se při pootáčení hlavou pohybuje a to považují též za nesprávné.

Já se osobně domnívám, že pravdě nejpodobnější je asi určitý kompromis mezi oběma názory. Plně se přikláním k těm, jimž sluchátka způsobují velmi nepříjemný pocit při dlouhodobém po-

sluchu (především sluchátka uzavřeného a dokonale těsnícího typu. Dnes ovšem existují již tzv. „otevřená“ sluchátka, která posluchače neoddělují od ostatního prostoru a jsou nesrovnatelně příjemnější při poslechu, např. Sennheiser HD 414. Ostatní je již věcí subjektivního názoru a záleží na osobním vkusu a požadavcích posluchače.

Určitým problémem bývá v některých případech vhodné připojení sluchátek k výstupu zesilovače. Sluchátka představují obvykle zatěžovací impedanci 0,1 až 1 k Ω (liši se ovšem podle výrobců a typů) a pro plné vybuzení jim stačí nepatrný příkon. Připojíme-li taková sluchátka přímo na výstup zesilovače, pak dosahujeme maximální hlasitosti již při velmi malém pootočení regulátoru hlasitosti, což přináší dva podstatné nedostatky. Jednak vzhledem k malému výstupnímu signálu se obvykle v reprodukci objeví relativně vysoká hladina brumu koncových stupňů, což v některých případech působí výrazně rušivě. Dále pak u zesilovačů s fyziologickou regulací hlasitosti dochází při tak malém pootočení regulátoru hlasitosti k neúměrnému zdůraznění hlubokých i vysokých kmitočtů, takže reprodukce působí kmitočtově velmi nevyváženě.

Proto je velmi výhodné, je-li zesilovač opatřen zvláštním výstupem pro sluchátka, odvozeným samozřejmě z reproduktorového výstupu, avšak opatřeným vhodným napěťovým děličem tak, aby vjemu určité hlasitosti při použití reproduktorů odpovídala přibližně stejná poloha regulátoru hlasitosti i při použití sluchátek.

Pro sluchátka s malou impedancí (do 10 Ω) lze tento dělič řešit např. tak, že paralelně ke sluchátkům zapojíme odpor asi 4 až 8 Ω a do série se sluchátky odpor asi 20 až 40 Ω . Dělič je vhodné odpojovat vždy, používáme-li k reprodukci reproduktorové soustavy.

Zásady připojování elektroakustických zdrojů ke spotřebičům

Každý zdroj elektroakustického signálu je charakterizován jednak velikostí

odevzdávaného výstupního napětí a jednak svým charakterem (činný [odporový], kapacitní, indukční). Tři základní druhy každého zdroje mohou být i vzájemně kombinovány, např. dynamický mikrofon má jak charakter indukčního, tak činného zdroje. Je-li vliv ostatních složek v akustickém pásmu zanedbatelný, označujeme zdroj pouze hlavním charakterem.

Při připojování zdrojů uvedených charakterů platí tyto zásady:

- a) *činný (odporový)* – zatěžovací odpor, tedy vstupní odpor spotřebiče musí být alespoň tři až pětkrát větší, než je vnitřní odpor zdroje ($R_z = 3$ až $5R_i$).
- b) *kapacitní* – zatěžovací odpor musí být tak velký, aby byl v celém přenášeném pásmu větší, než kapacitní odpor zdroje ($R_z \geq 159/f_{\min}C$, R_z v k Ω , f_{\min} v kHz a C v nF).
- c) *indukční* – zatěžovací odpor musí být tak velký, aby byl v celém přenášeném pásmu větší, než indukční odpor zdroje ($R_z \geq 6,28Lf_{\max}$, R_z je v Ω , L v mH a f_{\max} v kHz).

Kmitočty f_{\min} a f_{\max} jsou mezní kmitočty přenášeného pásma.

Charakteristické vlastnosti elektroakustických zdrojů

Mikrofony – dynamické s malou impedancí mají výstupní napětí 0,1 až 0,2 mV/ μ bar, impedanci 200 až 500 Ω , dynamické se středně velkou impedancí mají výstupní napětí 0,25 až 0,5 mV/ μ bar, impedanci asi 1 000 Ω , dynamické s velkou impedancí mají převodní transformátor a výstupní napětí asi 1 až 2 mV/ μ bar, impedanci 20 až 50 k Ω ;
– krystalové bezmembránové mají výstupní napětí 0,1 až 0,5 mV/ μ bar, kapacitní charakter (kapacita je asi 100 pF), membránové mají výstupní napětí asi 2 až 5 mV/ μ bar, kapacitu asi 1 000 pF;

– kondenzátorové mají výstupní napětí 0,5 až 5 mV/ μ bar, impedanci asi

100 až 500 Ω (podle provedení a typu předzesilovače, který tvoří vždy nedílnou část mikrofону);

– elektretové mají výstupní napětí 0,5 až 1 mV/ μ bar, impedance je řádově stovky ohmů. Mikrofon má vždy jako nedílnou část předzesilovač s tranzistorem FET.

(Akustický tlak 1 μ bar odpovídá přibližně hovoru běžnou hlasitostí ze vzdálenosti asi 1 m.)

Přenosky – krystalové mají výstupní napětí asi 0,5 až 1 V, kapacitní charakter, jejich kapacita je asi 1 000 až 2 000 pF;

– keramické mají výstupní napětí 30 až 300 mV, kapacitní charakter, kapacitu 200 až 500 pF;

– magnetodynamické mají výstupní napětí asi 5 mV, mají činně (odporově) indukční charakter a vyžadují vždy předzesilovač, předzesilovač mívá obvykle výstupní napětí asi 300 mV a výstupní impedanci asi 1 k Ω .

(Údaj výstupního napětí odpovídá maximálnímu vybuzení záznamu na gramofonové desce při kmitočtu asi 1 kHz.)

Magnetofony – hlava s velkou impedancí má výstupní napětí 2 až 5 mV na kmitočtu 1 kHz, indukční charakter, indukčnost bývá 0,5 až 1 H,

– hlava s malou impedancí má výstupní napětí 0,2 až 0,5 mV, indukční charakter, indukčnost 20 až 120 mH. Hlavy vyžadují vždy korekční předzesilovač,

– výstup z magnetofonu má výstupní napětí asi 0,5 mV, impedanci 10 až 50 k Ω .

Rozhlasové přijímače mají jako výstupní obvod tzv. diodový výstup. Sériový odpor diodového výstupu se volí tak velký, aby obvodem protékal proud 0,4 μ A. Odpor zátěže musí být proti sériovému odporu zanedbatelný. Proud je proto určen jen sériovým odporem. Odpor zátěže se volí tak, aby na každém k Ω tohoto odporu vznikl úbytek napětí 0,4 mV.

Tuto zásadu, obvyklou u všech evropských výrobců, nedodržují někdy výrobci zařízení z Japonska nebo z USA.

Vstupní obvody elektroakustických přístrojů

Magnetofon mívá obvykle (stejně jako zesilovač) tyto vstupy:

radio – citlivost asi 4 mV, impedance asi 10 k Ω ,

gramo – asi 100 mV, impedance asi 1 M Ω ,

mikro – citlivost pro dynamické mikrofony bez transformátoru bývá asi 0,2 mV, impedance 5 000 Ω ; pro dynamické mikrofony s transformátorem bývá citlivost asi 1 mV, impedance 100 k Ω .

U zesilovačů se setkáváme někdy s odlišným vstupem pro připojení řídicího přijímače (tuneru), stejně nejednotné je i zapojení a vlastnosti výstupů pro sluchátka, neboť na evropských trzích jsou k dispozici sluchátka nejrozmanitějších impedancí a tím i citlivostí.

Novinky spotřební elektroniky NDR

Na podzimní výstavě při příležitosti 25. výročí vzniku NDR bylo vystavováno celkem 120 typů různých přístrojů výrobců spotřební elektroniky z NDR. Poprvé bylo předváděno zařízení pro pseudokvadrofonní reprodukci (HiFi 50 – Quadro – Effekt, vyr. PGH Fernseh-Radio Berlin). Dominantou televizní expozice byl TVP „Luxotron 116“, vybavený zařízením pro rychlou volbu stanic v I., III. i IV. pásmu pomocí elektronických („bezdotykových“) tlačítek a dálkovým ovládáním na principu ultrazvuku. Stejných tlačítek se využívá i k volbě stanic na rozsahu VKV u rozhlasového přijímače „Stern Sensomat 3000“; 18 tlačítek umožňuje volbu prakticky všech stanic v pásmu. Zvolená stanice je indikována doutnavkou. Z kazetových magnetofonů byl vystavován mj. přehrávač do auta pod typovým označením „AK75“. Z gramofonů byl zajímavý „Granat 216 electronic“ pro dvě rychlosti, s elektronickým řízením rychlosti otáčení (s možností jemné regulace a stroboskopickou kontrolou).

Funkamateure 11/74

–jb–

NÁVRH ZPĚTNÉ VAZBY VE VÝKONOVÉM ZESILOVAČI

Ing. Josef Zíd

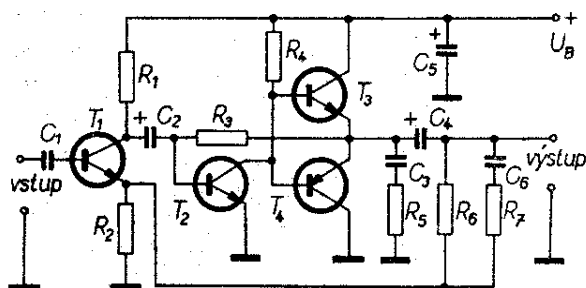
Většina výkonových zesilovačů je zapojena podle zjednodušeného schématu na obr. 1, v němž jsou vyznačeny jen obvody, určující vlastnosti zesilovače při přenosu střídavých signálů. Hlavní charakteristikou zapojení je, že jeho první zesilovací stupeň s tranzistorem T_1 (je zapojen se společným emitorem) je od následující části zesilovače stejnosměrně oddělen kondenzátorem C_2 . V takto zapojeném zesilovači je nejvýhodnější zavést zpětnou vazbu tak, jak je to naznačeno na obr. 1. V zesilovači jsou celkem tři různé zpětné vazby – proudová sériová v prvním zesilovacím stupni (odpor R_2), napěťová paralelní zpětná vazba v následující části zesilovače (odpor R_3) a hlavní zpětná vazba přes celý zesilovač, která se zavádí z výstupu přes R_6 , R_7 , C_6 do emitoru T_1 .

Zapojení zesilovače na obr. 1 má několik výhod – ve zpětné vazbě je zahrnut i kondenzátor C_4 , což zmenšuje útlumové zkreslení na nízkých kmitočtech; stejnosměrně „rozdělený“ zesilovač umožňuje experimentovat s oběma jeho částmi odděleně a teprve po jejich oživení zapojit zpětnou vazbu, což je velmi vhodné např. z hlediska ochrany koncových tranzistorů před náhodným poškozením při stavbě zesilovače. Lze též snadno vypočítat stupeň hlavní zpětné vazby, což je velmi důležité, neboť stupeň zpětné vazby udává, kolikrát

se (přibližně) zmenší nelineární zkreslení zesilovače po zavedení zpětné vazby. Protože je napěťové zesílení celého zesilovače rovno přibližně poměru R_6/R_2 a zesílení zesilovače s rozpojenou zpětnou vazbou (tj. bez obvodu R_6 , R_7 , C_6) poměru R_3/R_2 , je stupeň zpětné vazby roven přibližně poměru odporů R_3/R_6 .

Při praktickém návrhu prvků ve zpětné vazbě lze tedy postupovat tak, že nejprve určíme výpočtem nebo experimentálně R_3 (aby bylo možno na kladném pólu C_4 nastavit polovinu napájecího napětí). Dále vycházíme ze zvoleného stupně hlavní zpětné vazby (volí se v praxi asi 20 až 50; při větších velikostech dochází zpravidla k rozkmitání zesilovače) a ze zvoleného napěťového zesílení celého zesilovače (volí se obvykle v mezích 10 až 30). Odpor R_6 určíme potom tak, že dělíme R_3 zvoleným stupněm hlavní zpětné vazby. Dělíme-li výpočítaný R_6 požadovaným napěťovým zesílením celého zesilovače, dostaneme R_2 . Aby prvky obvodu zpětné vazby zbytečně nezmenšovaly dosažitelný výstupní výkon zesilovače, je žádoucí, aby R_6 byl alespoň padesátkrát větší, než zatěžovací impedance zesilovače.

Další prvky R_5 , C_3 a R_7 , C_6 zajišťují stabilitu zesilovače (odolnost proti rušivému kmitání) na vysokých kmitočtech a určují se převážně experimentálně. Obvod R_5 , C_3 nahrazuje částečně (na vysokých kmitočtech) zátěž zesilovače (při jejím odpojení) a volí se většinou standardně — $10\ \Omega$ a $0,1\ \mu\text{F}$. Prvky R_7 a C_6 se vybírají tak, aby se na výstupu zesilovače neobjevily rušivé signály (kmity) ani v jeho nejnepříznivějších pracovních režimech, což jsou např. všechny kombinace stavů zesilovače při vstupu naprázdno nebo nakrátko a výstupu jednak naprázdno a jednak se jmenovitou zátěží (náhradní impedance nebo reproduktorová soustava). Prvky R_7 , C_6 nelze volit libovolně, protože tento článek spolu s R_6 má navíc za úkol



Obr. 1. Zjednodušené schéma výkonového zesilovače

zmenšovat zisk zesilovače v oblasti nadakustických kmitočtů se strmostí 6 dB/okt. Je vhodné nejprve zvolit $R_7 = R_2$ a C_6 postupně zvětšovat až do

$$C_6 \leq \frac{1}{2\pi f R_6},$$

kde f se (vzhledem k dobrému přenosu nejvyšších akustických kmitočtů) volí nejméně 50 kHz. Nelze-li potlačit rušivá kmitání pomocí C_6 , je třeba upravit R_7 , nebo popř. zmenšit i stupeň hlavní zpětné vazby, tj. zvětšit odpory R_2 a R_6 .

Po určení prvků ve zpětné vazbě je třeba zjistit, zda je zesilovač odolný proti rušivému kmitání. Orientačně to lze posoudit tak, že dočasně zmenšíme R_6 na polovinu, čímž zvětšíme stupeň zpětné vazby (hlavní) dvakrát, a pozorujeme, neobjeví-li se na výstupu zesilovače rušivé kmitání (především za nejnepříznivějších pracovních režimů). Není-li vše v pořádku, znovu upravíme C_6 a R_7 , popř. zmenšíme zvolený stupeň zpětné vazby. Současně při této zkoušce prověříme, je-li třeba připojit článek R_5, C_3 – někdy to (při R_6 řádu stovek Ω) není zapotřebí. Nerozkmitá-li se zesilovač při jmenovitém nebo polovičním R_6 i za nejnepříznivějších pracovních režimů, můžeme považovat volbu prvků ve zpětné vazbě za vyhovující.

Podle uvedeného postupu byla navržena záporná zpětná vazba u zesilovače Z6W (byl popsán v roce 1973 v AR) i u dalších s větším výstupním výkonem a s křemíkovými výkonovými tranzistory. U zesilovačů s většími výstupními výkony bývá kmitání často způsobeno nevhodným uzemněním jednotlivých stupňů. Zejména při uzemnění všech stupňů společným zemnicím vodičem vznikají různé parazitní zpětné vazby a proudové smyčky. K zamezení jejich vzniku je žádoucí přivést do společného zemnicího bodu zesilovače zvláštními vodiči dostatečného průřezu jednak uzemněný konec zátěže, jednak uzemněný konec odporu R_2 a jednak uzemněný konec součástí na vstupu zesilovače. Zbývající uzemněné konce součástek lze spojit a vést do zemnicího bodu společným přívodem. Jako společný zemnicí bod se obvykle volí záporný

pól sběracího elektrolytického kondenzátoru napáječe, příp. stabilizovaného zdroje.

Sérii integrovaných výkonových diod a tyristorů v můstkových zapojeních pro proudy až do 10 A při teplotě pouzdra do 70 °C v pouzdru TO-3 s osmi kolíky uvádí na trh italská International Rectifier pod označením PACE/Paks. Výrobce dodává celkem sedm typů těchto součástek, které se odlišují vnitřním zapojením diod a tyristorů – od poloviny řízených můstků s tyristory na kladné nebo záporné straně až po úplně řízené můstky pro provoz ve dvou kvadrantech pro stejnosměrné pohony. Tyto součástky s typovým znakem PH400 se dodávají pro napájení střídavým napětím 120 a 220 V. Protože se při výrobě používá na substrát elektricky izolační materiál s dobrou tepelnou vodivostí, je systém spolehlivě izolován od pouzdra, což dovozuje volbu chladicího tělesa podle potřeby. Obvody jsou určeny jako řídicí obvody pro pohon ss motorů, střídavých linkových spínačů pro řízení tepelných a světelných zdrojů. SŽ

Podle podkladů Int. Rectifier

* * *

Dva nové integrované obvody, určené jako průchozí součástky, kterými lze řídit indikační displeje LED přímo integrovanými obvody MOS, uvedla na trh firma Motorola. Jsou vhodné jak pro sériové adresování, tak multiplexní provoz. Obvody se skládají z Darlingtonových tranzistorů, takže na vstupní straně je zajištěn velký vstupní odpor, na výstupní straně velká zatížitelnost. Typ MC75491 s max. výstupním proudem 50 mA obsahuje čtyři Darlingtonovy tranzistory a je vhodný pro budiče segmentových displejů. Přitom je zapotřebí k řízení sedmisegmentového displeje s desetinnou tečkou dvou těchto obvodů. Druhý typ MC75492 je budič displejů bodových typů (hexadecimal) s mezním zatěžovacím proudem 250 mA. Oba obvody odebírají jen malý klidový příkon, což je zvláště důležité při použití v elektronických kapesních počítačích. Podle podkladů Motorola SŽ

Světelné tablo

Často potřebujeme indikovat dílčí, nebo celkový stav hry na světelném tablu. Obvykle vystačíme s indikací číselného údaje. Tablo musí být uspořádáno tak, aby byl číselný údaj čitelný i z dálky. Nevystačíme tedy s indikací digitrony, neboť největší výškový rozměr běžně používaných digitronů nepřesahuje 5 cm a číselný údaj je čitelný pouze ze vzdálenosti několika metrů.

Existuje mnoho způsobů, jak takové světelné tablo sestavit. Jsou známy konstrukce využívající optických soustav se zadní projekcí, mechanická překlápění tabla apod. Pro amatérskou kon-

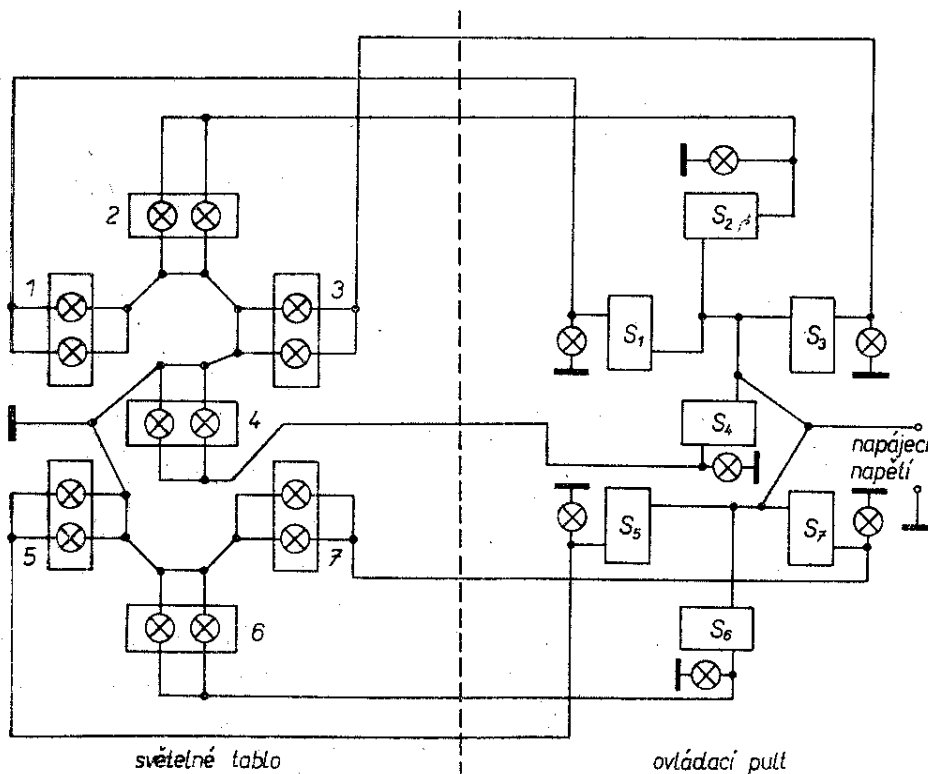
strukci je nejvýhodnější použít k indikaci číslic žárovkové pole. Číslice potom vzniká rozsvícením potřebného počtu žárovek tohoto pole. Nejobvyklejší způsob využívá k indikaci číslice sedmi světelných obrazců podle obr. 44.

Prostřednictvím těchto sedmi obrazců lze též vyjádřit většinu písmen, avšak nelze jednoznačně vyjádřit všechna písmena a odlišit je od číslic. Např. D je stejné jako 0, 8 jako B apod. Zde se však budeme zabývat pouze zobrazováním číslic.

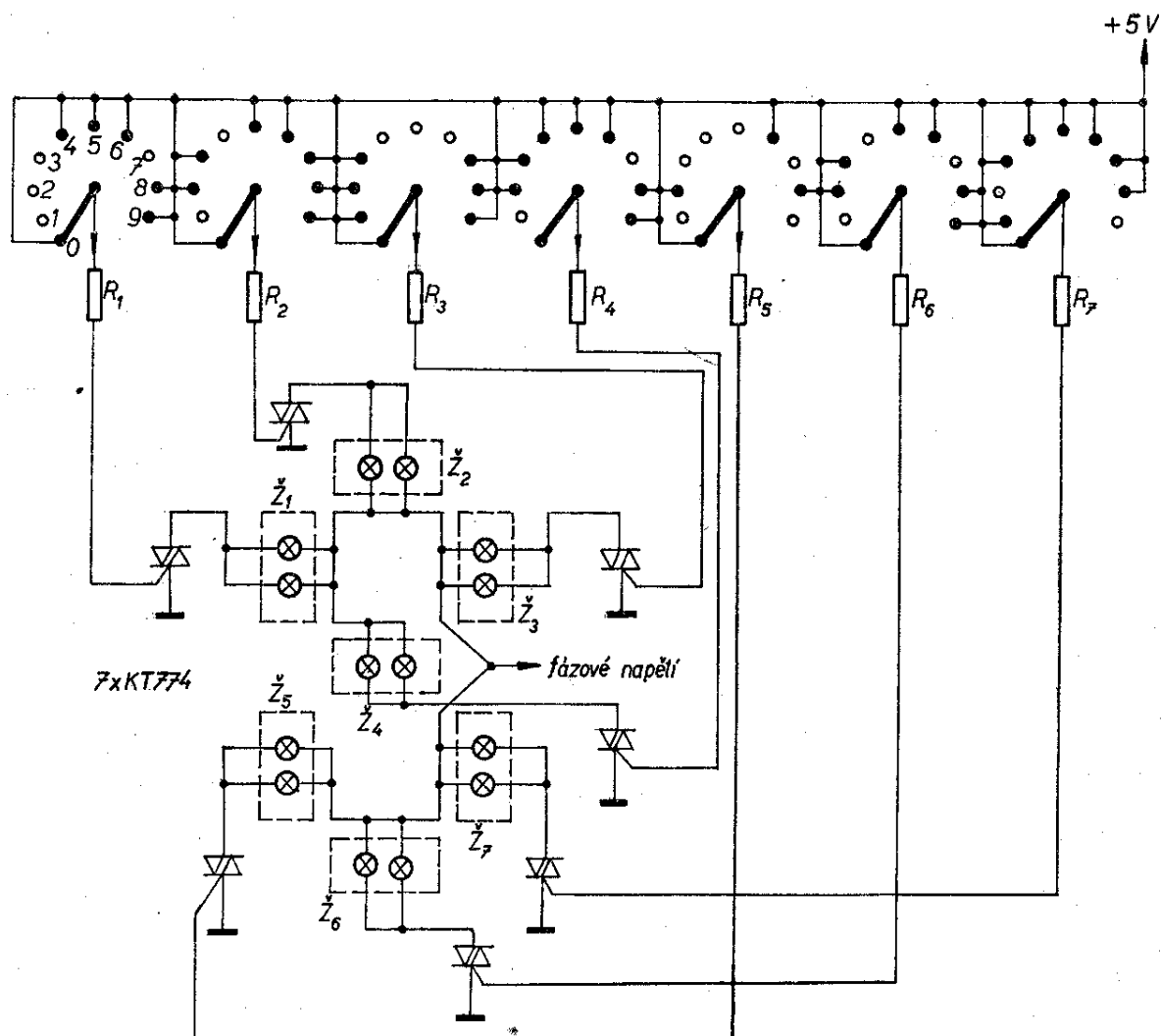
Složitost celého číselného tabla závisí na způsobu použití. Bude-li tablo obsluhováno osobou, lze osvětlení jednotlivých segmentů ovládat přímo spínači na ovládacím pultu. Schematicky je tento způsob znázorněn na obr. 45. Kontrolní žárovky indikují stav jednotlivých spínačů na ovládacím pultu. Ovládání vyžaduje určitou zručnost obsluhy. Každá z číslic je propojena mezi žárovkami a ovládacím pultem sedmi samostatnými silovými vodiči, jeden vodič je společný.

8 1 2 3 4 5 6 7 8 9 0

Obr. 44. Zobrazení číslice sedmi segmenty



Obr. 45. Ovládání světelného tabla spínači



Obr. 46. Spínání segmentů přepínačem a prvky triac

Při indikaci většího počtu číslic vyplývají z této skutečnosti známé nevýhody tohoto způsobu zapojení. Je proto výhodnější použít pro spínání žárovek spínače, umístěné v těsné blízkosti žárovek a ovládací signály mohou potom být přivedeny tenkými vodiči. K tomuto účelu lze použít jako spínače tyristory nebo triaky.

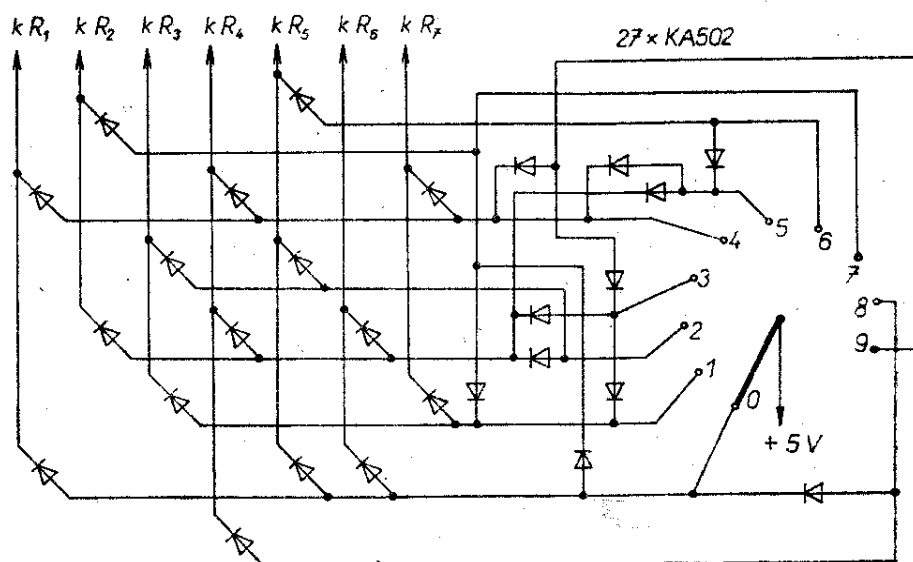
Ke spínání jednotlivých segmentů číslic lze použít desetipolohový přepínač se sedmi kontakty, jak je zřejmé na obr. 46. Takové přepínače mají v současné době poměrně malé rozměry a značně zjednoduší způsob ovládání tabla.

Jiný způsob, znázorněný na obr. 47, využívá pro spínání triaků přepínače

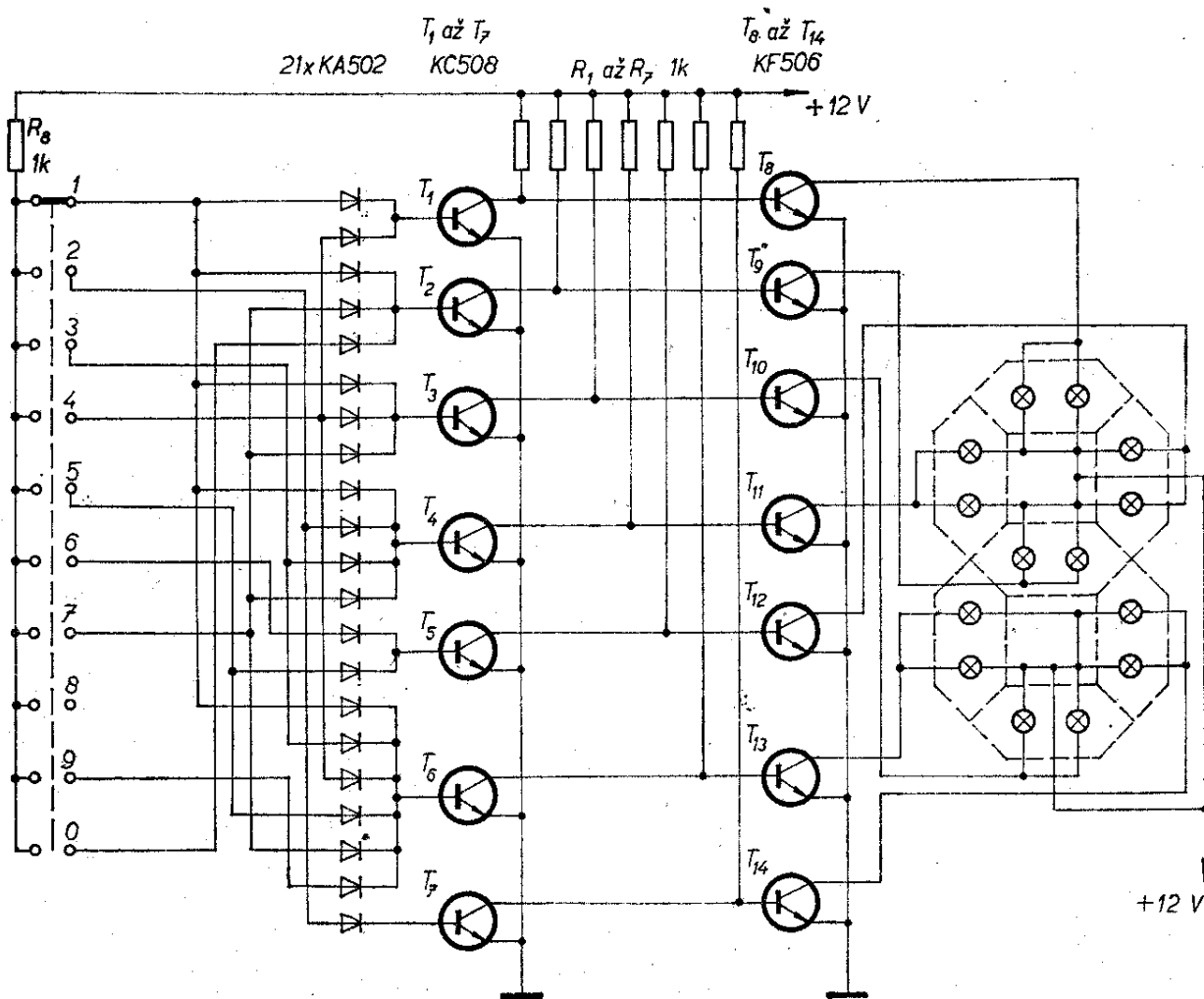
s jediným segmentem a diodového dekodéru. K přepínání se přitom používají tzv. číslicové přepínače, u nichž je poloha vyjádřena číslicemi 0 až 9 v okénku přední části. Přepínač lze nahradit přímo logickými výstupy zařízení, pokud jsou vyjádřeny v kódu 1 z 10. Uspořádání, v němž se používají ke spínání žárovek tranzistory, je na obr. 48. Jsou použity žárovky pro 12 V a tablo lze napájet i z autobaterie.

Mnoho elektronických zařízení má výstupní číselný údaj vyjádřený v kódu BCD. Výstupní vodiče pro každou dekádu jsou pouze čtyři a stav logických úrovní v jednotlivých vodičích je:

- | | | | | | | | | | | |
|----------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1. vodič | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 2. vodič | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |



Obr. 47. Diodový dekodér



Obr. 48. Spínání žárovek tabla tranzistory

3. vodič	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0,
4. vodič	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1,
dekadická										
hodnota	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9.

Dekodér pro takové vyjádření čísla je již poměrně složitý a neobejde se bez logických členů. Příklad takového dekodéru byl popsán v AR 4/1974. Zahraňní výrobci prodávají pro tyto účely integrované dekodéry (v logických integrovaných obvodech řady TTL např. SN7446, SN7447, SN7448 a SN7449, Texas Instruments).

Úprava zvonku „GONG“

Družstvo Mechanika Praha vyrábí elektrický gong, který nahrazuje běžně používaný dveřní elektrický zvonek. Jeho zvuk je příjemný a proto se jeho používání stalo jakousi módou. Výrobce doporučuje používat k napájení monočlávkové baterie o napětí 6 V. Druhou možností je napájet gong napětím běžného zvonkového transformátoru. Zvonkový transformátor je ovšem měkký zdroj a úder na gong je proto slabý. Zvuk gongu není dobře slyšet, zejména je-li gong umístěn, jak je obvyklé, u dveří v předsíni.

Existuje poměrně jednoduché řešení, které činnost gongu napájeného ze zvonkového transformátoru zlepší. Úprava je patrná z obr. 49 – přidáme zdvojovač napětí. Kondenzátory se nabijí na špičkové napětí zvonkového transformátoru – C_1 přes diodu D_1 , C_2 přes diodu D_2 . Protože jsou oba kondenzátory zapojeny v sérii, je výsledné na-

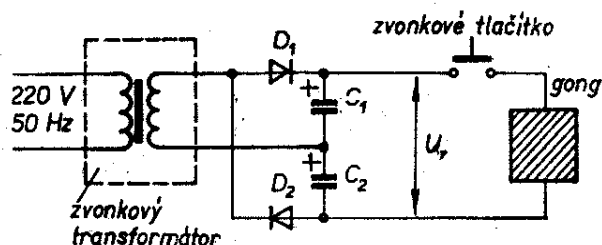
pětí U_v rovno dvojnásobku špičkového napětí zvonkového transformátoru. Po stisknutí zvonkového tlačítka se oba kondenzátory velmi rasantně vybijí do cívky elektromagnetu gongu. Intenzita zvuku se velmi podstatně zvětší, aniž by utrpěla jeho kvalita. Zdvojovač je trvale připojen na výstup zvonkového transformátoru a pokud není stisknuto zvonkové tlačítko, neodebírá téměř žádný proud (pouze svodové proudy oběma kondenzátory). Podmínkou funkce je tedy, aby zvonkový transformátor byl také trvale pod proudem, což je obvyklé.

Zdvojovač umístíme buď hned u domovního zvonkového transformátoru, vejde se však pohodlně do krabice GONGU, do míst určených pro baterie (pak však musíme natáhnout nové dráty k tlačítku.)

Existuje i více variant úpravy. Koupili si všichni nájemníci např. v družstevním domě „GONG“, je možné jeden zdvojovač používat společně. V novějších nájemních domech je zvykem, že zvonek každého z obyvatel je součástí bytové rozvaděčové desky – spolu s jističi apod. Zvonková tlačítka bývají dvě, jedno před vchodem do domu, druhé před vchodem do bytu. Pak je možné ponechat starý zvonek v jeho původní funkci pro tlačítko před hlavními dveřmi a pro „GONG“ natáhnout nové vedení od tlačítka u bytových dveří a využít napájení společného zvonkového transformátoru.

Seznam materiálu

Elektrický GONG	Mechanika Praha
D_1, D_2	KY701
C_1, C_2	TC 936a, 2 μ F/25 V



Obr. 49. Úprava zvonku „GONG“ družstva Mechanika

Elektronické zámky

Pod pojmem elektronické zámky rozumíme elektronické obvody, které umožňují vstup do místnosti, otevřít „trezor“ nebo získat informace pouze osobám, znajícím určitý kód, který je obvykle vyjádřen číslem. Zámek se otevře (odblokuje) elektronickou cestou po

stisknutí správných tlačítek, nebo po vytočení správného čísla na číselnici. Přitom je nutno zamezit, aby nepovolaná osoba měla možnost zkoušet kombinace zámku tak dlouho, až se jí podaří zámek otevřít.

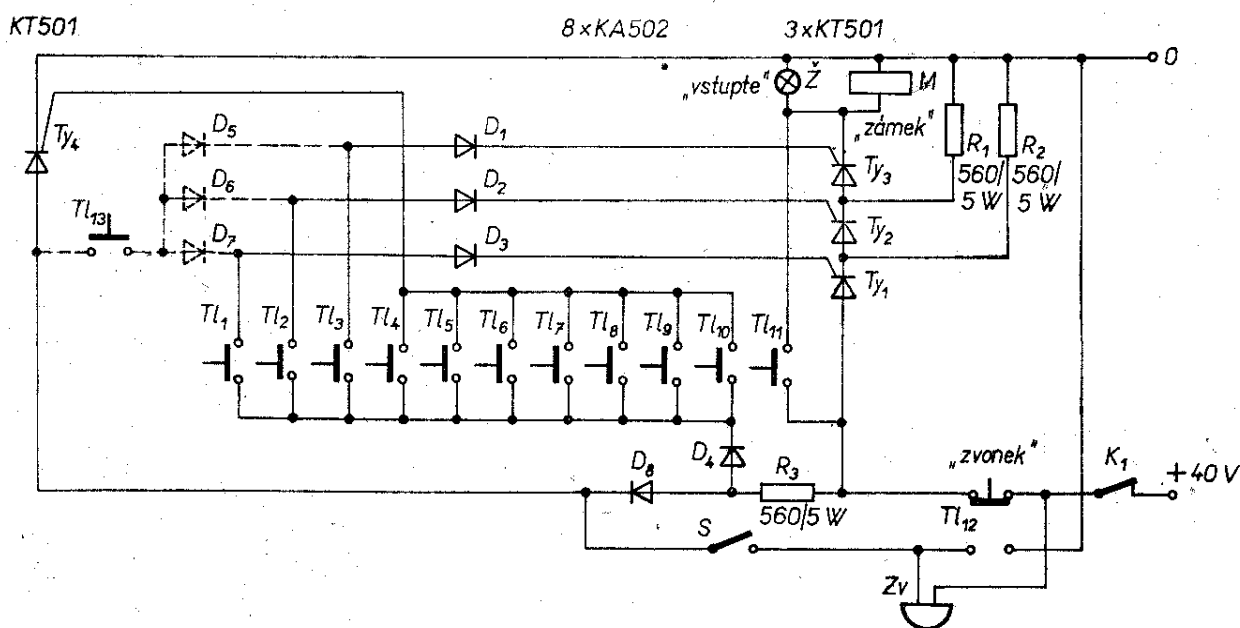
U většiny těchto zámků se obvykle používají nějaké paměťové prvky, které registrují postupné tisknutí tlačítek s čísly a při „omylu“ v jejich posloupnosti uvedou v činnost signalizační zařízení. V následujícím textu budou popsány tři typy elektronických zámků ovládaných tlačítky, z nichž první využívá jako paměťového prvku tyristorů, druhý kondenzátorů a třetí klopných obvodů.

Zámek na kód s tyristory

Obvod zámku je na obr. 50. „Kód“ k otevření tohoto zámku je číslo „1, 2, 3“. Tlačítko Tl_1 odpovídá číslu 1, Tl_2 číslu 2 atd. Po stisknutí tlačítka Tl_1 sepnou tyristor Ty_1 , neboť se na jeho řídicí elektrodu dostane proud z obvodu kladný pól napájecího napětí, R_3 , D_4 , Tl_1 , D_3 . Po stisknutí tlačítka Tl_2 spíná tyristor Ty_2 , protože tyristor Ty_1 je i po rozpojení tlačítka sepnut přes odpor R_2 . Také tyristor Ty_2 je sepnut i po rozpojení tlačítka a proud obou tyristorů se

uzavírá v obvodu kladný pól napájecího napětí, Ty_1 , Ty_2 , R_1 , 0. Stiskneme-li dále ještě tlačítko Tl_3 , uzavře se obvod, v němž je i vinutí elektrického zámku. Zámek přitáhne kotvičku západky a otevře se.

Pořadí jednotlivých tlačítek je samozřejmě „přeházeno“. Stiskneme-li všechna „správná“ tlačítka současně, zámek se také otevře. Byla-li stisknuta jiná tlačítka, nebo byla-li stisknuta tlačítka v nesprávném pořadí, zůstane zámek uzavřen. Po otevření dveří se rozpojí dveřní kontakt K_1 a v obvodu tyristorů přestane téci proud. Tyristory se uvedou do nevodivého stavu a po zavření dveří je zámek připraven k další činnosti. Je-li stisknuto nesprávné tlačítko, tj. jedno z tlačítek Tl_4 až Tl_{10} , sepnou tyristor Ty_4 . Tento tyristor blokuje činnost ostatních tlačítek, neboť napětí na společném konci tlačítek Tl_1 až Tl_{10} se zmenší téměř na nulu. Dále již nemůže sepnout žádný z tyristorů Ty_1 až Ty_3 . Totéž se stane při současném stisknutí všech tlačítek najednou. Tyristor Ty_4 se uvede do nevodivého stavu až po stisknutí tlačítka „Zvonek“. Potom, je-li sepnut spínač S , začne zvonit zvonek i při nesprávné manipulaci s tlačítky. Sepne-li totiž tyristor Ty_4 , poteče proud nejen odporem R_3 a diodou D_8 , ale



Obr. 50. Zámek na kód s tyristory

i paralelním zvonek Z_v . Protože zvonek Z_v je stejnosměrný zvonek s přerušovačem, zůstává po uvolnění nesprávně stisknutého tlačítka uzavřen obvod tyristoru Ty_4 (přes odpor) i v okamžiku přerušování přerušovačem. Po stisknutí tlačítka „Zvonek“ se obvod přeruší a tyristor Ty_4 se zkratuje. Po uvolnění tlačítka již zvonek nezvoní. Osoba, která neznala kód, je tedy „ohlášena“.

Může se stát, že bylo se zámkem špatně manipulováno, avšak zvonek nezvoní. Stane se tak tehdy, byla-li stisknuta správná tlačítka, ale v nesprávném pořadí. Budou-li potom stisknuta tlačítka ve správném pořadí, zůstane činnost zámku zachována. Když je spínač S rozepnut (nechce-li být obsluha „otrávována“ četnými zájemci, experimentujícími s tlačítky), nerozezná se zvonek po sepnutí nesprávného tlačítka, avšak tyristor Ty_4 je sepnut. Když se nepovede osobě znající kód otevřít zámek, musí na krátký okamžik stisknout tlačítko „Zvonek“ a pokusit se o štěstí znovu. Tím uvede obvod do původního stavu.

Diody D_1 až D_4 chrání řídicí elektrody tyristorů před zničením nesprávnou manipulací. Závěrné napětí tyristorů mezi katodou a řídicí elektrodou bývá totiž asi 6 V. Po překročení tohoto napětí se přechod zničí. Je-li např. stisknuto tlačítko Tl_1 , sepne tyristor Ty_1 a na jeho katodě je téměř plné napětí zdroje. Stiskneme-li poté některé z nesprávných tlačítek, sepne Ty_4 a na společném vodiči tlačítek Tl_1 až Tl_{10} je napětí záporného pólu zdroje. Po opětovném stisknutí tlačítka Tl_1 by se toto napětí dostalo na řídicí elektrodu tyristoru Ty_1 a tyristor by se zničil.

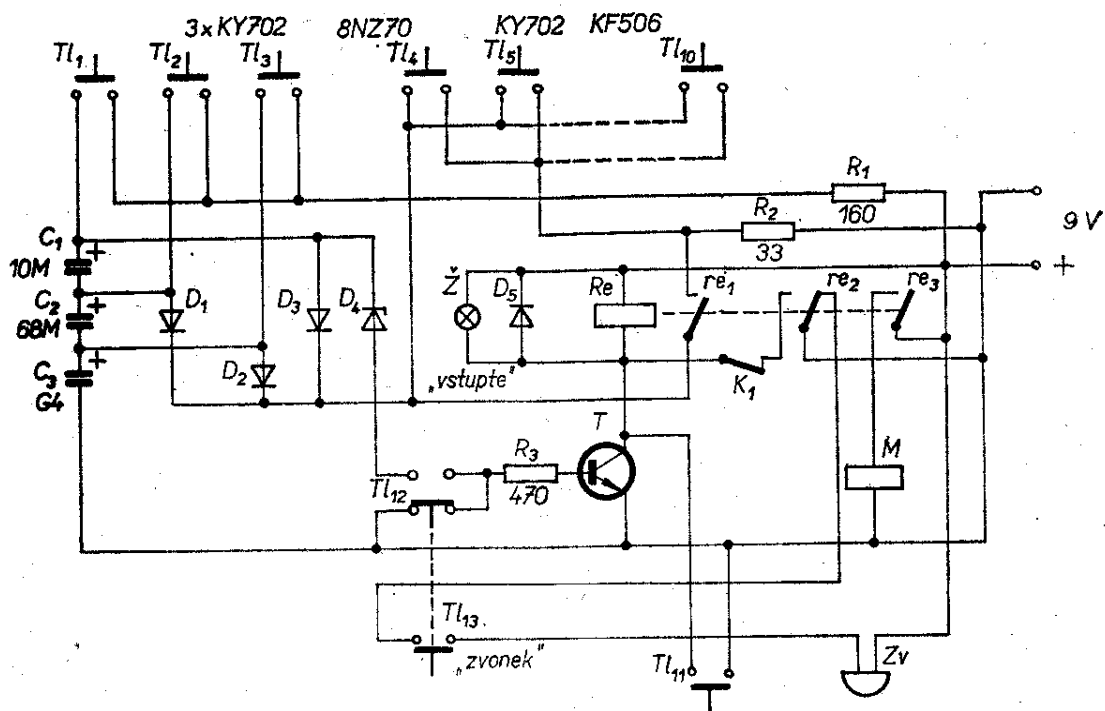
Paralelně k elektromagnetu zámku je zapojena žárovka s nápisem „Vstupte“. Tlačítko Tl_{11} umožňuje otevřít zámek z místa obsluhy. Toto tlačítko musí být stisknuto tak dlouho, dokud nejsou otevřeny dveře. Jeho obvod lze nahradit čárkovaně kresleným zapojením, které se skládá z tlačítka Tl_{13} a diod D_5 až D_7 . Toto zapojení umožňuje obsluze stisknout tlačítko Tl_{13} , otevírající dveře pouze krátce a tyristory „podržít“ magnet zámku sepnutý tak dlouho, do-

kud není stisknut dveřní kontakt. Po celou dobu svítí také nápis „Vstupte“.

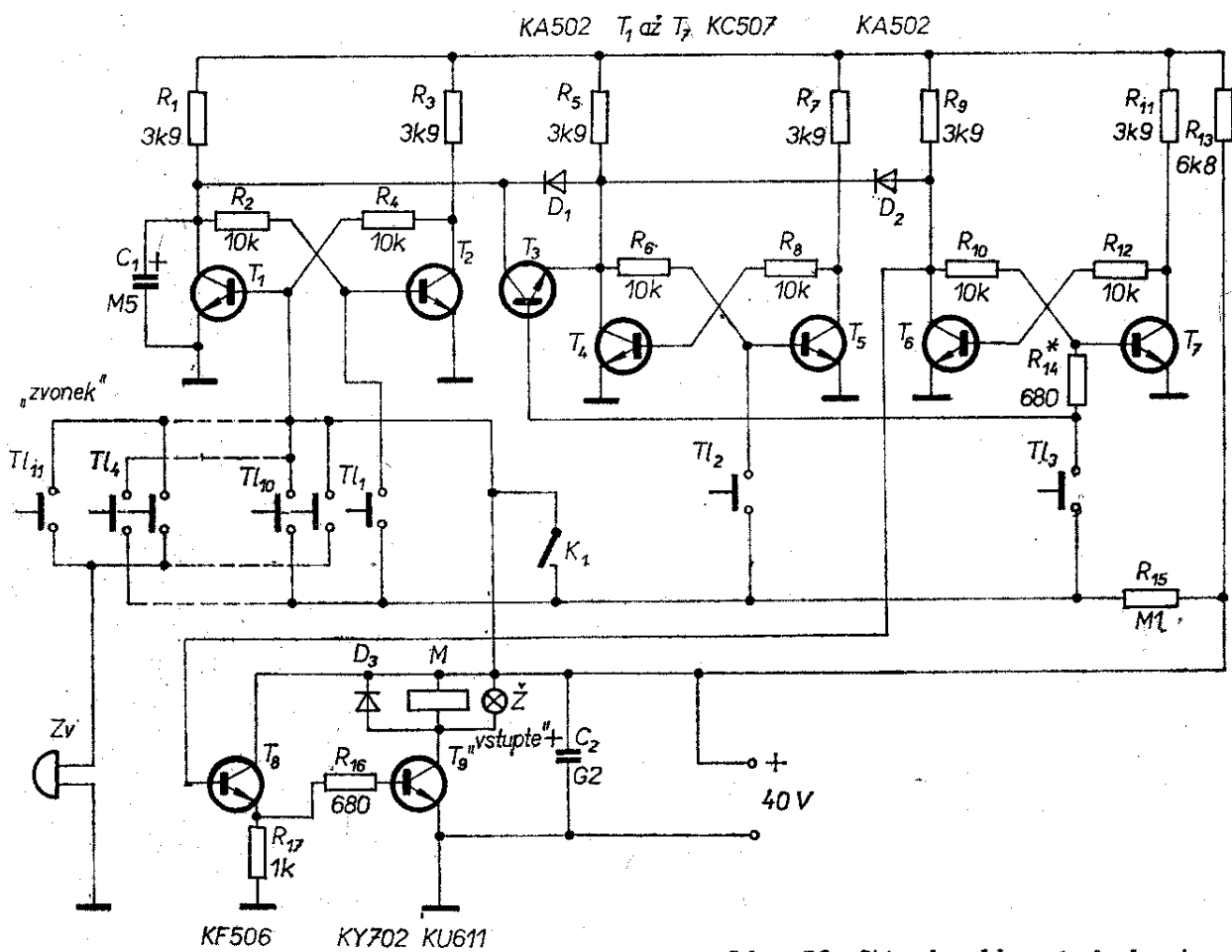
Mechanické provedení ovládacího panelu zámku je řešeno tak, že vedle dveří je na panelu umístěna žárovka s nápisem „Vstupte“, tlačítka Tl_1 až Tl_{10} a Tl_{12} . Celý elektronický zámek je upevněn šrouby z druhé strany dveří, které procházejí zdí – není tedy možný zásah do obvodů nepovolanou osobou. Tlačítek může být libovolné množství a je výhodné jednotlivá tlačítka připojit ke svorkovnici, na níž je možno přepájením (nebo přeshroubováním) „kód“ čas od času změnit.

Zámek na kód s kondenzátory

Jiné zapojení zámku je na obr. 51. V tomto zapojení je využito vlastností kondenzátorů. „Kód“ zámku je opět „1, 2, 3“. Stiskneme-li tlačítko Tl_1 , nabíjejí se přes odpor R_1 sériově zapojené kondenzátory C_1 až C_3 . Celkové napětí na kondenzátorech dosáhne během zlomku vteřiny plného napětí zdroje. Protože jsou však kondenzátory zapojeny v sérii, rozdělí se napětí v jednotlivých kondenzátorech řetězce v opačném poměru jejich kapacit. Zvolíme-li kapacity kondenzátorů tak, že C_1 je mnohonásobně menší než C_2 , C_2 opět mnohonásobně menší než C_3 , je kondenzátor C_1 nabít na téměř plné napětí napájecího zdroje. Stiskneme-li poté tlačítko Tl_2 , nabije se opět sériově zapojená dvojice kondenzátorů C_2 a C_3 , přičemž napětí na C_2 se opět rovná téměř napětí zdroje. Po stisknutí Tl_3 se nabije zbývajícím kondenzátor C_3 na plné napětí zdroje. Na anodě diody D_4 se objeví součet napětí na kondenzátorech, který je větší než velikost Zenerova napětí této diody a po stisknutí tlačítka Tl_{12} otevře náboj z kondenzátorů tranzistor T . V kolektorovém obvodu tohoto tranzistoru spíná relé Re a kontaktem re_2 sepne přidržovací obvod, který zajistí sepnutí relé i po vybití kondenzátorů. Kondenzátory se vybíjejí přes kontakt re_1 , diody D_1 až D_3 a odpor R_2 . Zároveň se sepnutím relé Re se rozsvítí žárovka s nápisem „Vstupte“ a sepne se kontakt magnetického zámku M . Po otevření dveří se rozpojí dveřní



Obr. 51. Zámek na kód s kondenzátory



Obr. 52. Zámek s klopnými obvody

kontakt K_1 a relé odpadne. Zámek je připraven k dalšímu použití.

Použije-li zámek osoba, která nezná jeho „kód“ a stiskne některé z tlačítek Tl_4 až Tl_{10} , nabité kondenzátory se vybíjí přes diody D_1 až D_3 a nemůže dojít k otevření zámku. Po stisknutí tlačítka Tl_{12} začne zvonit zvonek Zv , neboť není přerušen rozpinací kontakt re_2 . Tlačítko Tl_{12} slouží současně jako spínač zvonku pro návštěvníky, kteří s elektronickým zámekem nehodlají manipulovat.

Jsou-li tlačítka Tl_1 až Tl_3 stisknuta v nesprávném pořadí, nedosáhne součtové napětí na kondenzátorech velikosti, potřebné k otevření zámku. Stiskneme-li např. nejprve tlačítko Tl_3 , nabije se kondenzátor C_3 na plné napětí zdroje. Po stisknutí některého z dalších tlačítek se však další kondenzátory nabíjejí již na napětí podstatně menší, neboť napětí kondenzátoru C_3 je stále značné a další kondenzátory se nabíjejí pouze rozdílem mezi napětím zdroje a napětím na C_3 .

Tlačítko Tl_{11} slouží k otevírání dveří obsluhou zevnitř místnosti. Po jeho stisknutí sepne relé Re a samodržný kontakt zajistí, aby byl zámek v činnosti, dokud nejsou dveře otevřeny jako v předešlém případě. Dioda D_5 chrání tranzistor před napěťovými špičkami, vznikajícími na indukčnosti relé po jeho rozpojení. Pro mechanické provedení zámku platí tytéž zásady, jaké byly popsány u provedení zámku s tyristory. Kontakty tlačítka Tl_{13} je vhodné upravit tak, aby nejprve sepnul kontakt v bázi tranzistoru a potom teprve kontakt zvonku. Předejde se tak krátkému zazvonění zvonku při správném otevírání zámku.

Zámek s klopnými obvody

Zámek, jehož schéma je na obr. 52, se skládá ze tří klopných obvodů, pomocného obvodu a zesilovače, jehož úkolem je sepnout elektromagnet zámku, byla-li stisknuta tlačítka zámku ve správném pořadí. První klopný obvod tvoří tranzistory T_1 a T_2 , druhý T_4 a T_5 , třetí T_6 a T_7 . Po zapnutí napájecího napětí se nastaví klopné obvody tak, že jsou sepnuty tranzistory T_1 , T_4 a T_6 . Stane se tak působením kondenzátoru

C_1 a diod D_1 a D_2 . Napětí na tomto kondenzátoru se pomalu zvětšuje a přes diody jsou jím ovlivněny i následující klopné obvody.

Po stisknutí tlačítka Tl_1 se překlápí první klopný obvod, takže se zvětší napětí na kondenzátoru. Tím je umožněno i překlopení zbývajících dvou klopných obvodů. Pokud stiskneme dále tlačítko Tl_2 , překlápí se proudem do báze T_5 druhý klopný obvod. Napětí na kolektoru tranzistoru T_4 se zvětší, tranzistor T_3 je uzavřen. Stisknutím tlačítka Tl_3 překlápíme zbývajícím klopným obvod – zvětší se napětí na kolektoru T_6 . Toto napětí je přivedeno na bázi tranzistoru T_8 , který je zapojen jako emitorový sledovač. Otevírá se i tranzistor T_9 , spínající proud do elektromagnetu dveřního zámku. Kódem k otevření zámku je tedy opět číslo „1, 2, 3“.

K jiné situaci ovšem dojde, stiskneme-li tlačítka v jiném pořadí, nebo stiskneme-li nesprávné tlačítko. Není-li překlopen první klopný obvod, nemohou se překloupat ani ostatní. Na kolektoru tranzistoru T_1 (jenž je ve vodivém stavu) je napětí blízké nule a přes diody D_1 a D_2 jsou „drženy“ i kolektory tranzistorů T_4 a T_6 . Je-li správně sepnut první klopný obvod, avšak poté je stisknuto tlačítko Tl_3 , protéká působením diody D_2 proud sepnutým tranzistorem T_4 , který zabrání překlopení třetího klopného obvodu. A nejen to – přes pomocný tranzistor T_3 , jehož emitor má nyní menší napětí než báze, se překlápí do počátečního stavu i první klopný obvod.

Pokud je stisknuto některé z nesprávných tlačítek Tl_4 až Tl_{10} , nebo je-li sepnut dveřní kontakt K_1 , překlápí se také první klopný obvod do původního stavu. Po stisknutí nesprávného tlačítka však zazní zvonek, spínaný paralelním kontaktem tlačítka a obsluha je upozorněna na nesprávné zacházení se zámekem.

Článek RC (kondenzátor C_1 , odpor R_1) má časovou konstantu velmi krátkou, takže i při krátkém stisknutí tlačítek reaguje zámek správně. Odpor R_{14} je nutno nastavit podle parametrů použitých tranzistorů.

Mechanické provedení je opět podobné jako u zámku s tyristory.

KONKURS AR-TESLA NA NEJLEPŠÍ AMATÉRSKÉ KONSTRUKCE

V říjnu loňského roku byly komisi vyhodnoceny konstrukce, přihlášené do šestého ročníku konkursu, vyhlašovaného pravidelně redakcí AR a obchodním podnikem TESLA.

Stručné výsledky konkursu

V kategorii Ia nebyly uděleny 1. a 2. cena. Třetí cena byla udělena za konstrukci Elektronický metronom (Johannovský) – 500,— Kčs v poukázkách. V kategorii Ib byla jako nejlepší vybrána konstrukce Elektronická kostka (ing. Ručka) – 1 500,— Kčs v hotovosti a 500,— Kčs v poukázkách, na druhém místě se umístila konstrukce Indikátor hladiny paliva (dr. Kellner) – 1 000,— Kčs v poukázkách, na třetím Snímač chvění (Pavelka) – 500,— Kčs v poukázkách.

První cenu v kategorii II získala konstrukce Tuner FM 66 až 104 MHz (Klabal) – 2 000,— Kčs v hotovosti, druhou cenu obdržel Laboratorní zdroj (Zuska) – 1 500,— Kčs v poukázkách a třetí Zařízení k rozmnožování magnetofonových záznamů (Hofhans) – 1 000,— Kčs v poukázkách.

V třetí kategorii, v níž bylo nejvíce přihlášených konstrukcí, zvítězila konstrukce Obrazovkový displej (ing. J. T. Hyan) – 3 000,— Kčs v hotovosti. Druhou cenu získal prom. fyz. Kryška za konstrukci rozhlasového přijímače VKV, Tuner kit 74 stereo – 2 500,— Kčs v poukázkách, jako třetí se umístila konstrukce Univerzální čítač (dr. Švestka) – 2 000,— Kčs v poukázkách.

Kromě uvedených konstrukcí byly

odměněny i další konstrukce – Zvukový lokátor (Matura), Zesilovač 2×50 W s integrovanými obvody (Mika), Minifon (Moravec) atd.

Byly odměněny i konstrukce, které splňovaly podmínky tematických premií: Skříňka na přístroje (Machovec) – 1 000,— Kčs v poukázkách, Generátor televizních funkcí (Kyrš) a Generátor mříží (Říha) po 2 000,— Kčs v poukázkách.

Současně s vyhlášením výsledků šestého ročníku konkursu byl vypsan další, sedmý ročník konkursu. Podmínky konkursu jsou zhruba stejné jako v minulých ročnících, jsou však vypsány jiné tematické premie. Přesně znění podmínek naleznou zájemci v Amatérském radiu č. 2/1975. Konstrukce je třeba přihlásit nejpozději do 15. září 1975 na adresu Redakce AR, Lublaňská 57, 120 00 Praha 2. Konkurs je neanonymní, je rozdělen do tří kategorií a každý účastník je povinen dodat na požádání na vlastní náklady do redakce přihlášenou konstrukci; do konkursu mohou být přihlášeny pouze ty konstrukce, které nebyly dosud na území ČSSR publikovány. Přihlášené konstrukce hodnotí komise, složená ze zástupců obou pořadatelů konkursu. Návrhy komise schvaluje s konečnou platností redakční rada AR v dohodě s obchodním podnikem TESLA.

Výsledek konkursu bude všem odměněným sdělen písemně do 15. 12. 1975 a otištěn v AR č. 1/1976.

Zveme i Vás k účasti na konkursu AR – TESLA 1975!

OBSAH

Technický rozvoj	1
Výkonový nf zesilovač	
Úvod	2
Základní problémy	2
Koncový proudový zesilovač	3
Předpětí koncového stupně	6
Kolektorová ztráta a chlazení tranzistorů	7
Návrh chladičů	8

Kmitočtová stabilita	8
Zkreslení a zpětná vazba	13
Základní požadavky na nf výkonový zesilovač	14
Operační zesilovač	15
Předpětový a teplotně stabilizační obvod	18
Napěťová ochrana vstupů <i>OZ</i>	20
Jištění koncového stupně proti přetížení	21
Konstrukční řešení zesilovače	22
Oživení zesilovače	23
Technické údaje	25
Činitel útlumu	27
Závěr	30
Seznam součástek	31
Literatura	31

Výkonový zesilovač pro náročné

Popis činnosti	32
Konstrukce zesilovače	39
Technické údaje	40
Poznámky ke konstrukci a uvádění do chodu	40
Seznam součástek	43
Literatura	43

Všeobecné poznámky k nf zesilovačům


Volba zesilovače, vhodného pro dané použití	44
Základní vlastnosti a parametry zesilovačů	45
Výstupní výkon	45
Zkreslení	46
Odstup	46
Fyziologická regulace hlasitosti	47
Korekce kmitočtové charakteristiky	47
Reproduktorové soustavy	48
Sluchátka	49
Zásady připojování elektroakustických zdrojů ke spotřebičům	50
Charakteristické vlastnosti elektroakustických zdrojů	50
Vstupní obvody elektroakustických přístrojů	51
Návrh zpětné vazby ve výkonovém zesilovači	52

Dodatek k RK 6/1974

Světelné tablo	54
Úprava zvonku Gong	57
Elektronické zámky	57
Informace o konkursu	62

RADIOVÝ KONSTRUKTÉR – vydává vydavatelství MAGNET, Praha 1, Vladislavova 26, telefon 260651-9 ● Šéfredaktor ing. František Smolík ● Redakce Praha 2, Lublaňská 57, tel. 296930 PSČ 120 00 ● Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminc, L. Hlinský, ing. L. Hloušek, A. Hofhans, Z. Hradišský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, ing. F. Králík, ing. J. Navrátil, K. Novák, ing. O. Petráček, A. Pospíšil, L. Tichý, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženíšek ● Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 4,50 Kčs, pololetní předplatné 13,50 Kčs, roční předplatné 27 Kčs ● Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil MAGNET – administrace, Praha 1, Vladislavova 26, PSČ 113 66. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS – vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1 ● Dohledací pošta 07 ● Tiskne Polygrafia, závod 1, Svobodova 1, 128 17 Praha – Vyšehrad ● Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy a telefonické dotazy pouze po 14. hod. ● Toto číslo vyšlo 23. ledna 1975. Č. indexu 47 223
© Vydavatelství Magnet Praha

ELEKTRONICKÉ měřicí PŘÍSTROJE



v laboratorním, dílenském a servisním provedení

- Měřiče napětí a odvozených veličin
- Měřiče hodnot elektrických obvodů
- Měřiče kmitočtu, fáze, času a čítače
- Generátory
- Přístroje pro zobrazení elektrických veličin
- Ostatní měřicí přístroje a zařízení

INFORMACE, předvedení přístrojů nebo bezplatné zaslání seznamu výrobků, které můžete ihned odebrat, žádejte přímo ve značkových prodejnách TESLA, nebo u jejich nadřízených OBLASTNÍCH STŘEDISEK SLUŽEB TESLA:

Pro Středočeský, Jihočeský, Západočeský a Východočeský kraj – OBS TESLA Praha 1, Karlova 27, PSČ 110 00, tel. 26 29 41; pro Severočeský kraj – OBS TESLA Ústí n. L., Pařížská 19, PSČ 400 00, tel. 274 31; pro Jihomoravský kraj – OBS TESLA Brno, Rokytova ul., areál č. 6, PSČ 600 00, tel. 67 74 49; pro Severomoravský kraj – OBS TESLA Ostrava, Gottwaldova 10, PSČ 700 00, tel. 204 09; pro Západoslovenský kraj – OBS TESLA Bratislava, Borodáčova 96, PSČ 800 00, tel. 200 65; pro Středoslovenský kraj – OBS TESLA Banská Bystrica, Malinovského 2, PSČ 974 00, tel. 255 50; pro Východoslovenský kraj – OBS TESLA Košice, Luník I, PSČ 040 00, tel. 362 32.

Přímý kontakt s výrobními podniky TESLA Brno a TESLA Liberec zařizuje

TESLA obchodní podnik

- Adresa pro písemný styk: 113 40 Praha 1, Dlouhá 35, p. s. 764
- Adresa pro osobní styk: Praha 8 – Karlín, Křižíkova 73, obchodní úsek, měřicí přístroje tel. 676 27, 656 23.

Tabulka k určení zisku nebo útlumu v dB

Poměr napětí	Poměr výkonů	← — dB + →	Poměr napětí	Poměr výkonů
1,000	1,000	0	1,000	1,000
0,989	0,977	0,1	1,012	1,023
0,977	0,955	0,2	1,023	1,047
0,966	0,933	0,3	1,035	1,072
0,955	0,912	0,4	1,047	1,096
0,944	0,891	0,5	1,059	1,122
0,933	0,971	0,6	1,072	1,148
0,923	0,851	0,7	1,084	1,175
0,912	0,832	0,8	1,06	1,202
0,902	0,813	0,9	1,109	1,230
0,891	0,794	1,0	1,112	1,259
0,841	0,708	1,5	1,189	1,413
0,794	0,631	2,0	1,269	1,585
0,750	0,562	2,5	1,334	1,778
0,708	0,501	3,0	1,413	1,995
0,668	0,447	3,5	1,496	2,239
0,631	0,398	4,0	1,585	2,512
0,596	0,355	4,5	1,679	2,818
0,562	0,316	5,0	1,778	3,162
0,510	0,251	6,0	1,995	3,981
0,473	0,224	6,5	2,113	4,467
0,447	0,200	7,0	2,239	5,012
0,422	0,178	7,5	2,371	5,623
0,398	0,159	8,0	2,512	6,310
0,376	0,141	8,5	2,661	7,079
0,355	0,126	9,0	2,818	7,943
0,335	0,112	9,5	2,985	8,913
0,316	0,100	10	3,162	10,000
0,282	0,0794	11	3,55	12,6
0,251	0,0631	12	3,98	15,9
0,224	0,0501	13	4,47	20,0
0,200	0,0398	14	5,01	25,1
0,178	0,0316	15	5,62	31,6
0,159	0,0251	16	6,31	39,8
0,141	0,0200	17	7,08	50,1
0,126	0,0159	18	7,94	63,1
0,112	0,0126	19	8,91	79,4

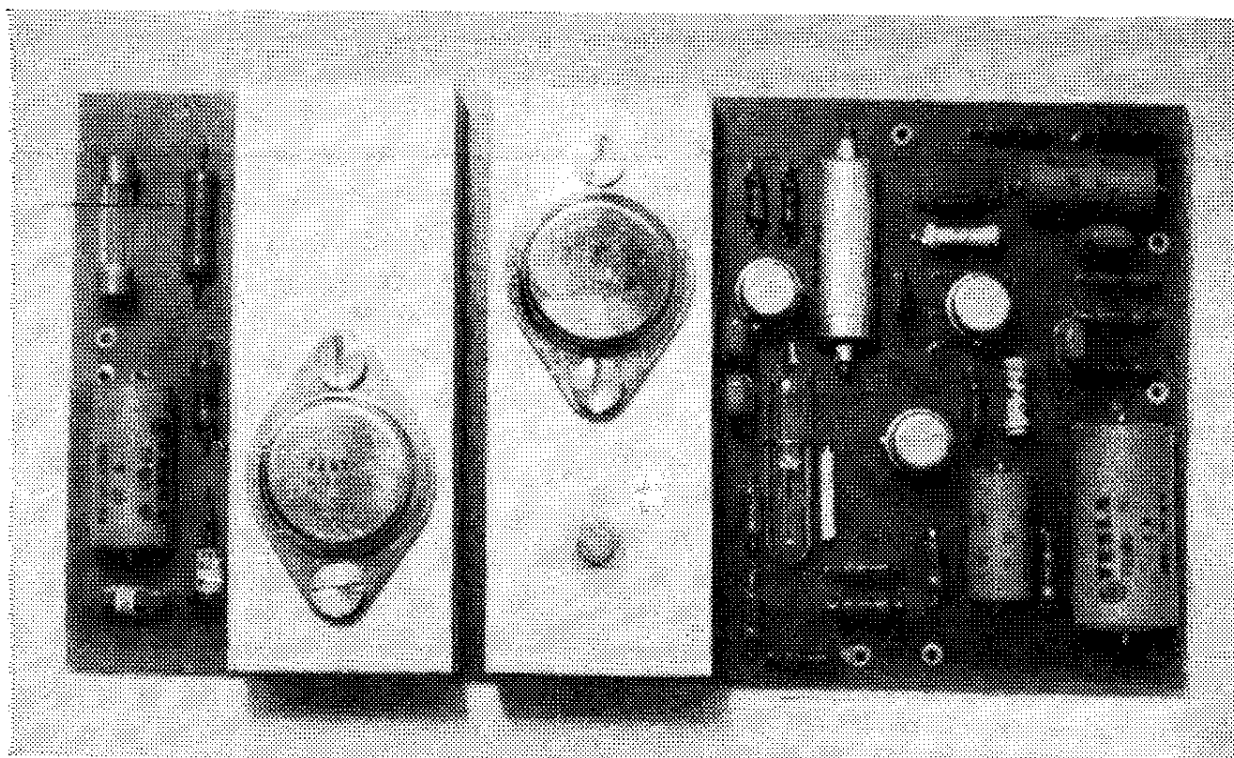
Tabulka k určení zisku nebo útlumu v dB (dokončení z 2. strany obálky)

Poměr napětí	Poměr výkonů	← — dB + →	Poměr napětí	Poměr výkonů
0,100	0,0100	20	10,00	100,0
$3,16 \cdot 10^{-2}$	10^{-3}	30	$3,16 \cdot 10$	10^3
10^{-2}	10^{-4}	40	10^2	10^4
$3,16 \cdot 10^{-3}$	10^{-5}	50	$3,16 \cdot 10^2$	10^5
10^{-3}	10^{-6}	60	10^3	10^6
$3,16 \cdot 10^{-4}$	10^{-7}	70	$3,16 \cdot 10^3$	10^7
10^{-4}	10^{-8}	80	10^4	10^8
$3,16 \cdot 10^{-5}$	10^{-9}	90	$3,16 \cdot 10^4$	10^9
10^{-5}	10^{-10}	100	10^5	10^{10}
$3,16 \cdot 10^{-6}$	10^{-11}	110	$3,16 \cdot 10^5$	10^{11}
10^{-6}	10^{-12}	120	10^6	10^{12}

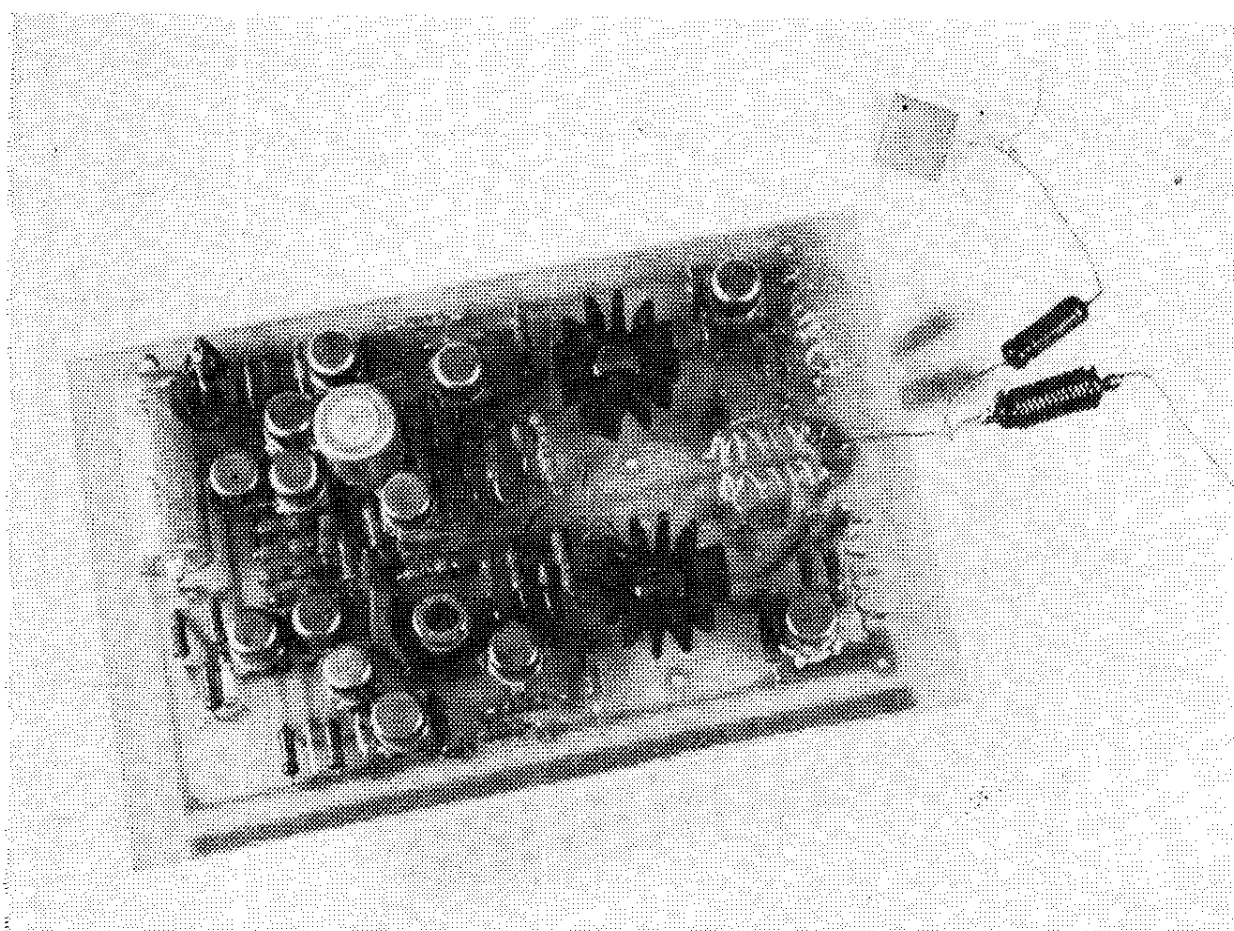
Napětí na zátěži pro daný výstupní výkon

Výstupní výkon [W]	Napětí na zátěži [V] při zatěžovací impedanci			
	4 Ω	5 Ω	8 Ω	16 Ω
0,1	0,6	0,7	0,9	1,3
0,25	1,0	1,1	1,4	2,0
0,5	1,4	1,6	2,0	2,8
1,0	2,0	2,2	2,8	4,0
2,0	2,8	3,2	4,0	5,7
4,0	4,0	4,5	5,7	8,0
6,0	4,9	5,5	6,9	9,8
8,0	5,7	6,3	8,0	11,3
10,0	6,3	7,1	8,9	12,6
15,0	7,7	8,7	11,0	15,5
20,0	8,9	10,0	12,6	17,9
25,0	10,0	11,2	14,1	20,0
30,0	11,0	12,2	15,5	21,9
40,0	12,6	14,1	17,9	25,3
50,0	14,1	15,8	20,0	28,3
70,0	16,7	18,7	23,7	33,5
100,0	20,0	22,4	28,3	40,0

Tabulka byla vypočítána dosazením do vztahu $U = \sqrt{RP}$, kde U je napětí na zátěži, R je odpor (impedance) zátěže a P výkon na impedanci zátěže.



Obr. 34 Hotový zesilovač



Osazená deska s plošnými spoji ze str. 39